TV

l'antenna

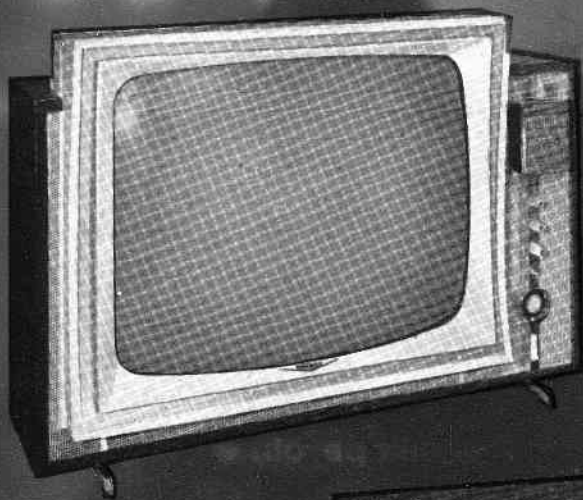
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXXIII - Novembre 1961

NUMERO 11

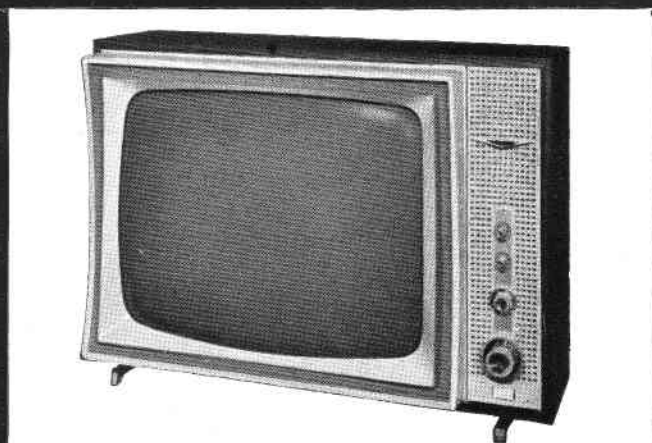
LIRE 350

Alimentatore stabilizzato a transistori mod. 651

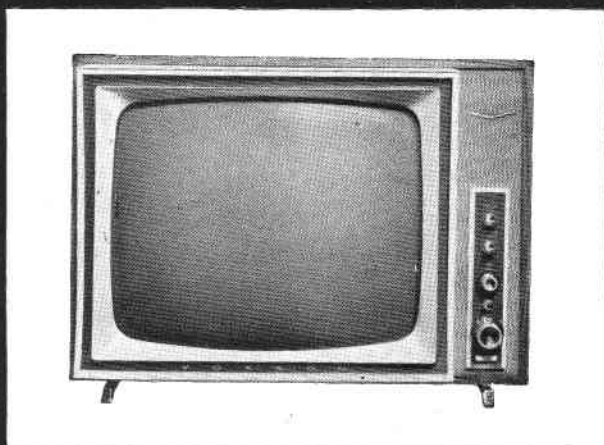
L'alimentatore stabilizzato Mod. 651 è uno strumento destinato ai lavori di studio e di collaudo dei radioricevitori a transistori.
Con l'utilizzazione di questo strumento le linee di collaudo possono eliminare l'impiego delle batterie e, di conseguenza, i frequenti controlli della tensione sotto carico delle medesime, i laboratori di progettazione dispongono di uno stabile generatore c.c. a tensione variabile con continuità, che permette di mutare a piacimento le condizioni di lavoro dei circuiti in prova.
Anche presso i gabinetti scientifici la sua utilità si dimostra particolarmente notevole, poichè si evita di mantenere in loco le batterie di alimentazione degli strumenti elettronici transistorizzati: vengono così escluse le dannose conseguenze che esse possono recare ai costosissimi strumenti di precisione durante i periodi, spesso prolungati, di inoperosità.
La stabilizzazione elettronica, ottenuta con circuiti completamente transistorizzati, è molto efficace ed il ronzio è ridotto a livelli del tutto trascurabili. Sul pannellino frontale è montato uno strumento che fornisce l'immediata indicazione sia della tensione che della corrente erogata.

PER IL 1962, L'ANNO DEL 2° PROGRAMMA TV, UN ECCEZIONALE SCHIERAMENTO DI MODELLI

Superlinear 313

Il 23" ideale per la ricezione dei due programmi. Completo di comando a distanza a filo che consente di commutare il canale con dispositivo a motore, regolare il volume sonoro, accendere e spegnere. L'apparecchio è previsto per il funzionamento con qualsiasi tensione di rete - valvole accese in parallelo - nuovo chassis a circuiti stampati.

Listino L. 258.000

Linear 303

Il classico televisore di alta qualità Cinescopio da 23" con Bonded Shield Nuovo chassis a circuiti stampati Tensione di alimentazione universale Valvole in parallelo.

Listino L. 229.000

Mercury 314

Il televisore di classe europea con schermo da 23" e tensione di alimentazione di 220 Volt. Apparecchio completo per la ricezione dei due programmi, con nuovo chassis a circuiti stampati e speciale circuito di alimentazione con diodi al silicio.

Listino L. 210.000

ANCHE PER IL 2° CANALE VOXSON VI COSTRINGE AL MEGLIO

Compact 319

Il televisore da 19" di eccezionale qualità. Si inserisce in modo armonico sia in arredamenti di stile che in arredamenti moderni. Costituisce la soluzione ideale del secondo televisore per l'utente più esigente. Speciale schermo Black-Screen. Tensione di alimentazione unica a 220 Volt. Pronto per la ricezione di entrambi i programmi. Mobile con finiture di gran lusso. Questo apparecchio si realizza in tre versioni estetiche: 319 T, con mobile in legno di teak lucidato a cera, listino L. 189.000 - 319 N, con mobile in rigatino di noce lucidato al poliestere,

NON GIOCATE A MOSCA CIECA...

IL NOME PIU QUOTATO IN ELETTRONICA

Quando acquistate i tubi elettronici per il Vostro laboratorio di servizio Radio-TV, non giocate a mosca cieca! Sono i componenti più critici per il Vostro lavoro; sono la base del Vostro successo tecnico e commerciale. La scelta a caso di un tubo elettronico di qualunque marca può significare per Voi la perdita del Vostro prestigio professionale: se il tubo si guasta nuovamente dopo il Vostro intervento, il cliente Vi accuserà di un lavoro poco scrupoloso e non si servirà più di Voi.
Scegliete con sicurezza RCA, i tubi costruiti e collaudati anche in base alle esigenze del servizio Radio-TV, secondo un programma inteso al continuo miglioramento della qualità.

Richiedete i tubi RCA
presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia

ATES

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.

E' uscita la

XII^a serie 1961

Uno strumento di lavoro indispensabile per il riparatore TV

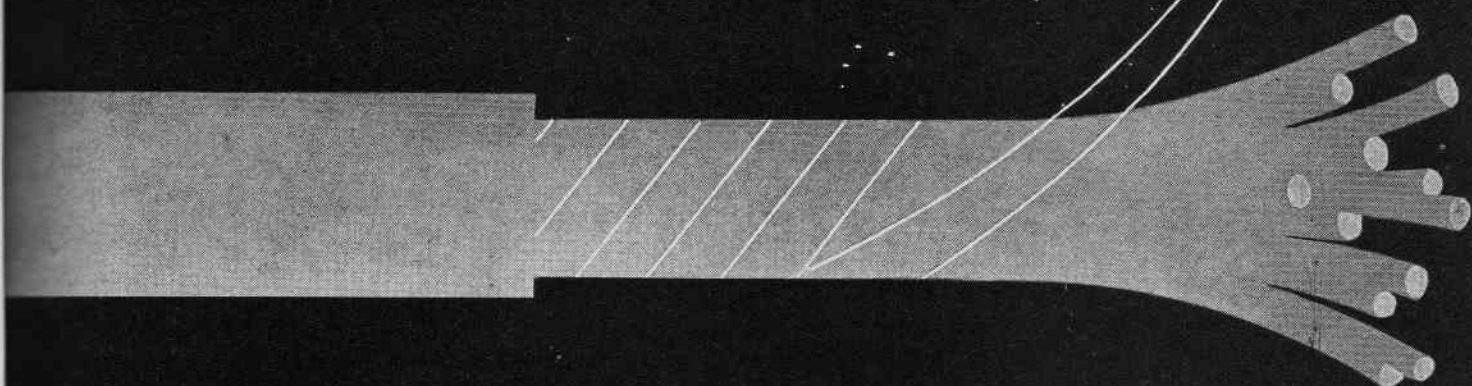
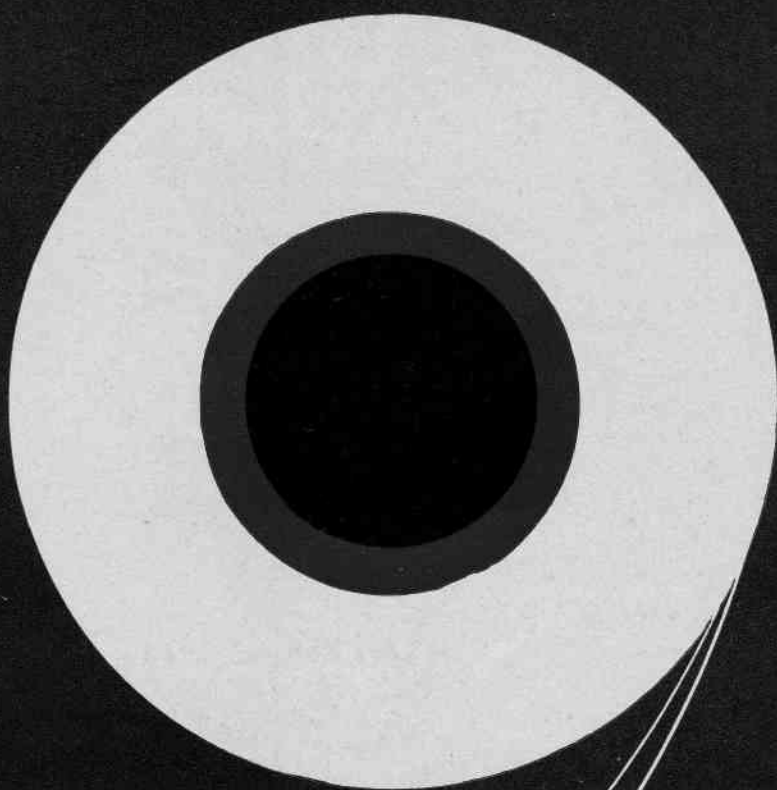
Indice degli schemi contenuti in questa serie:

N.	Marca	Modello
1	ADMIRAL	mod. T23S6 - T23S8
2	ALLOCCHIO BACCHINI	mod. 21M110 I serie
3	ATLAS MAGN. MAR.	mod. RAV86 - RAV87
4	ART	mod. Pomart - Pensilvania 19" - 23"
5	ATLANTIC	mod. 404
6	BLAUPUNKT	mod. Cortina 7525 - Seveso 7555 ecc.
7	CAPRIOTTI CONTINENTAL	mod. CM901 - 903
8	CGE	mod. 4461
9	CGE	mod. 5961 - 23"
10	CONDOR	mod. TVP5 - TVP5L - TVP52L
11	CONDOR	mod. 271 - - 272MM - 272CM
12	CONDOR	mod. P95
13	DUMONT	mod. RA166 - 171
14	EFFEDIBI	mod. Saturno 21" e Giove II 17"
15	EMERSON	mod. 2048/c
16	EMERSON	mod. 2052
17	EMERSON	mod. 2052 UHF
18	EUROPHON	mod. 23"
19	FIMI-PHONOLA	mod. 1735 ST
20	FIMI-PHONOLA	mod. 2139/1 UHF
21	FIMI-PHONOLA	mod. 1741 P
22	GELOSO	mod. GTV1043 - GTV1020
23	GRUNDIG	mod. 349 - 749
24	GRUNDIG	mod. 856
25	GRUNDIG	mod. 435 ML
26	INCAR	mod. 2210 - E
27	IRRADIO	mod. 18T602
28	IRRADIO	mod. 22TT615
29	ITALVIDEO	mod. G179
30	ITALVIDEO	mod. Tropical
31	LA SINFONICA	mod. Rubert 23
32	LOEWE OPTA	mod. Iris/Atrium
33	MINERVA	mod. 5953/2 Molise
34	MINERVA	mod. 6058/1 Ischia - mod. N78
35	NOVA	6058/2 Campania
36	OREM	mod. TV17" - 21 - 1960
37	RADIOMARELLI	mod. RV515
38	RAYMOND	mod. G213
39	RAYMOND	mod. G178
40	SABA	mod. T804 - 805 - 814
41	SABA	mod. S806
42	SCHAUB LORENZ	mod. Weltspiegel 1053
43	SCHAUB LORENZ	mod. Illustraphon 17W35Z
44	SIEMENS	mod. TV1740
45	TELEFUNKEN	mod. FE21/53T
46	TELEFUNKEN	mod. TTV32/17
47	TELEREX	mod. 601/23 - 602/19
48	TELEVIDEON	mod. TV23" serie E normale
49	TRANS CONTINENTS	mod. PD110 - 111 - 112
50	TRANS CONTINENTS	mod. 58017 - 58021
51	TRANS CONTINENTS	mod. PD60021 - NRC821
52	ULTRAVOX	mod. Serie 1961
53	VEGA	mod. 17A1 - 21A1
54	VAR RADIO	mod. 592/17 - 593/21
55	VOXSON	mod. T232
56	WEST	mod. VS88 - VS89
57	WESTMAN	mod. TV380 - T21
58	WESTINGHOUSE	mod. TV326 - T21
59	WESTINGHOUSE	mod. TV101A - 102
60	WESTINGHOUSE	mod. TV406 - T21

Prezzo L. 2500

Editrice il Rostro - Milano (228) - Via Senato 28

MONTIVEL

film di tereftalato di polietilenglicole

Il MONTIVEL è un film poliestere di produzione Montecatini, particolarmente indicato, per la sua eccezionale versatilità, agli usi elettrici più svariati e tecnicamente più esigenti.

Ha eccellenti proprietà meccaniche; presenta una elevatissima resistenza all'isolamento e all'invecchiamento; ha una rigidità dielettrica più elevata di qualsiasi altro materiale isolante flessibile; il suo campo di applicabilità varia da - 60 °C a + 150 °C.

L'inalterabilità del MONTIVEL e la sua ottima lavorabilità ne estendono l'impiego ad un gran numero di settori tecnologici:

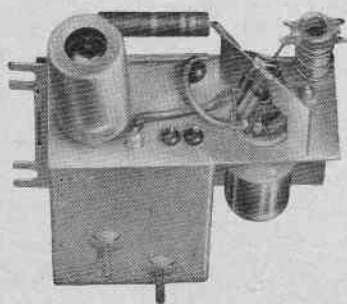
- Avvolgimento di cavi telefonici e di cavi per energia
- Avvolgimento di fili e di piccoli conduttori
- Preparazione di condensatori fissi per radio, televisione, elettronica e telefonia
- Preparazione di isolanti accoppiati per isolamenti di cava e nastrature speciali
- Isolamento di motori, trasformatori e relais
- Preparazione di nastri adesivi isolanti
- Preparazione di nastri magnetici

MONTECATINI

Direzione dei Servizi Vendite Resine, Vernici e Diversi Milano Largo Guido Donegani 1/2 tel. 63.33/4

OVUNQUE, IN TUTTA ITALIA: **2° CANALE**

CON CONVERTITORE **SIMPLEX** MOD. A 1300

miscelatore SIMPLEX mod. A 1300

anche per i più vecchi apparecchi TV

Perchè è il preferito

1 - Trasforma i non predisposti.
Trasforma i predisposti
Serve alla nuova produzione.

2 - Si applica in 3 minuti.

3 - Stabilità assoluta.

4 - Di piccole dimensioni.

5 - Viene montato nell'interno del TV. senza l'aggiunta ne di fili ne di interruttori esterni.

6 - Trasforma il TV. in « MONOCOMANDO » per il I° e II° canale.

DATI TECNICI

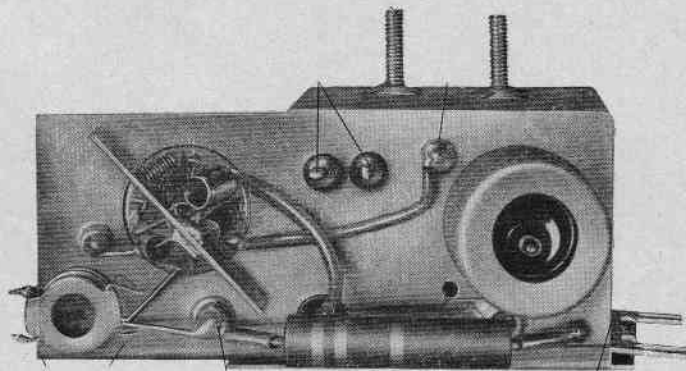
Ricezione di tutta la banda IV (canali 21-34 utilizzati dalla RAI-TV).

Fruscio: A 500 MHz 25 KTo su 300 Ohm.

Stabilità: Deriva termica dal 2° di accensione al 60" per una deriva termica da 25° a 60° C° — = a 500 KHz.

Valvole impiegate: N. 1 6AF4A oscillatrice.
N. 1 6BQ7A amplificatore VHF.
N. 1 1N82A diodo demodulatore.

DIMENSIONI: 97 x 105 x 35 m/m.

PESO: Grammi 220.

DISTRIBUTORI

LOMBARDIA	Rag. Savi Giovanni & Guicciardi O. - Via Casella 17 - Milano
PIEMONTE	Persico Giuseppe - Via Scoglio di Quarto 21 - Milano
LIGURIA EMILIA VENETO	Ing. Camoz Renato - Via Casella 17 - Milano
MARCHE UMBRIA ABRUZZO e MOLISE	Dott. Grillo Pietro - Via Pesaro (Palazzo Petroni) - Ancona
CAMPANIA CALABRIA PUGLIA LUCANIA	Newtron - Via Chiatamone 7 - Napoli
SICILIA	Rag. Aguglia Vittorio - Via Aurispa 136 - Palermo

EUROTRONIC S.P.A.

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

Sede sociale: Milano - Via Casella 17 - Tel. 394039 • Stabil.: Cinisello Balsamo (Mi) Via Caravaggio 44 - Tel. 9289454

Indufon

trasmittente ad induzione:

trasforma ogni ricevitore in un **radiofonografo**

senza fili

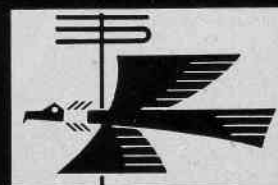
portatile

in casa

in gita

in auto

Indufon è un fonografo che funziona senza alcun collegamento. Avvicinatelo a qualsiasi radio per ascoltare meravigliosamente i vostri dischi in casa, in gita, in auto.

PUBBLICITÀ INTERNAZIONALE 9 - 61

anticipa i tempi

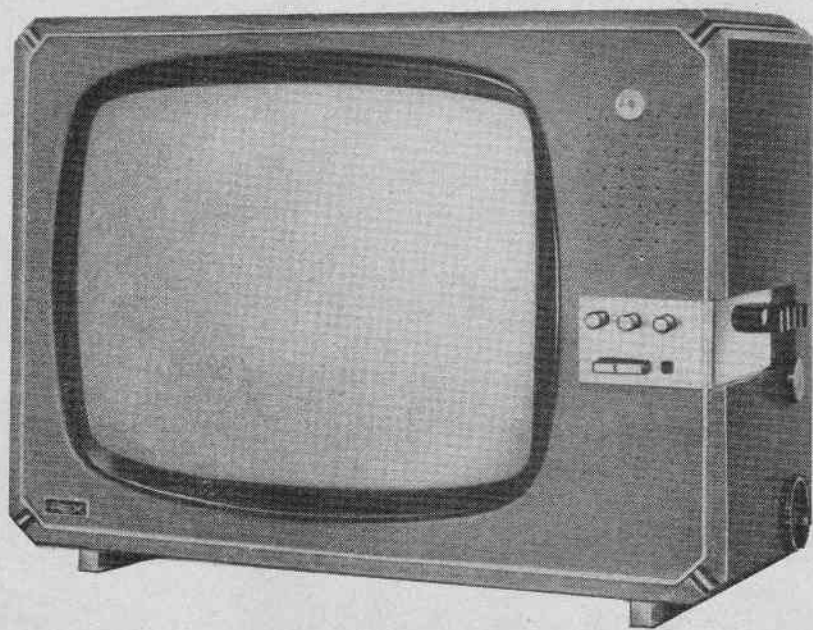
Via Ugo Bassi 23a MILANO
Telefoni: 600.628 694.267 - 679.822

l'abbonamento a l'antenna
per il 1962
risulta davvero conveniente!
la rivista infatti,
in occasione del suo 34° anno di vita,
aumenterà considerevolmente
il numero delle pagine
lasciando inalterato
il prezzo di copertina
e l'importo dell'abbonamento.
ciò è dovuto all'inclusione
di un'ampia sezione
riguardante l'alta fedeltà
e l'elettroacustica.
effettuate subito
l'abbonamento a l'antenna!
vi verrà spedita in omaggio,
l'elegante cartella raccoglitrice
dei dodici numeri annuali.

DA OGGI IN TUTTA ITALIA

... che meraviglia!

MODELLI 19" 21" 23"

La miglior qualità in una produzione di classe!

serie

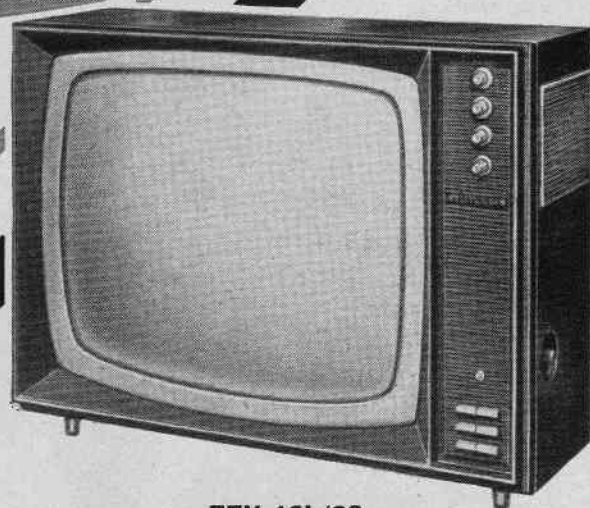
export
lusso
special

È un prodotto delle INDUSTRIE A. ZANUSSI

REX - ELETTRONICA S. p. A.
PORDENONE

I NOSTRI CONCESSIONARI DI VENDITA SONO CONTRADDISTINTI DA QUESTO MARCHIO

4 MODELLI DELLA NUOVA PRODUZIONE

TELEFUNKEN 1961/62

TELEVISORI RADIO FRIGORIFERI

TELEFUNKEN

la marca mondiale

è nato
il televisore **SUPERAUTOMATICO**

RIALTO

per la ricezione automatica del 1° e del 2° canale

fissato il grado preferito
di contrasto e di luminosità
basta premere un tasto
per ricevere automaticamente senza altri interventi
1° o 2° programma

RIALTO 23"

sintonia **automatica** in VHF e in UHF
regolazione **automatica** del contrasto e della luminosità
stabilizzazione **automatica** della larghezza dell'immagine
stabilizzazione **automatica** dell'alta tensione
circuiti **automatici** di sincronizzazione
controllo **automatico** di sensibilità
controllo **automatico** di volume
commutazione **automatica** per la scelta del 1° o 2° programma

RIALTO PANAMA CORINTO
i tre capolavori della serie
UNDA CANALE D'ORO
...e nella serie radio i migliori apparecchi transistor, valvole, fono, stereo, HI-FI

la tecnica e
la linea dell'avvenire

Inviando questo tagliando alla "UNDA RADIO S.p.A., via G. Mercalli, 9 Milano" potrete ricevere in omaggio un'elegante pubblicazione a colori illustrante tutta la produzione UNDA 1961-62

Nome e Cognome ____________
Indirizzo ____________
Città ____________ Provincia ____________

PSVUN-61-3 ottinetti

Hewlett-Packard

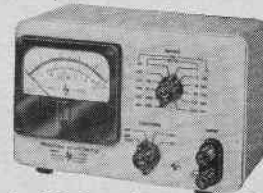
Voltmetri CC e CA, CC-1000 MHz.

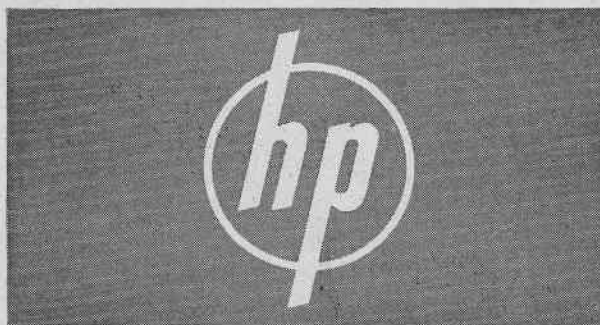
Alta precisione, semplice uso e massima sicurezza di misura sono le caratteristiche dei voltmetri —hp— famosi in tutto il mondo. Nel complesso rendono possibili misure di tensioni CC e CA fino 1000 MHz. Come mostrato nella tabella seguente essi comprendono: voltmetri a scala logaritmica, un voltmetro digitale CC, un voltmetro transistorizzato, un microvoltamperometro, volt-ohm-amperometro di precisione e un milliamperometro CC di eccezionale nuova concezione che esegue misure senza diretta connessione al circuito sotto prova. Molti strumenti HEWLETT-PACKARD vengono ora montati nella nuova fabbrica HEWLETT-PACKARD GmbH in Böblingen, vicino Stoccarda. La HEWLETT-PACKARD con la sua produzione di qualità, eseguita con le più moderne tecniche, Vi fonrisce strumenti di prestazioni eccezionali a prezzi limitati

Strumenti	Usi Principali	Campo di Frequenza	Portate di tensioni o correnti	Impedenza di ingresso	Prezzo
-hp- 400 D	Misure in CA su ampia portata, alta sensibilità	10 Hz.-4MHz.	0,001 a 300 V. 12 portate	10 megaohm 15 $\mu\mu$f	L 215.000
-hp- 400 H	Alta precisione, ampie portate per misure CA	10 Hz.-4MHz.	0,001 a 300 V. 12 portate	10 megaohm 15 $\mu\mu$f	L 279.500
-hp- 400 L	Scala logaritmica della tensione, lineare in db.	10 Hz.-4 MHz.	0,001 a 300 V. 12 portate	10 megaohm 15 $\mu\mu$f	L 279.500
-hp- 403 A	Portatile, alimentazione a batteria; misure CA rapide precise, senza ronzio	1 Hz.-1 MHz.	0,001 a 300 V. 12 portate	2 megaohm 40, 20 $\mu\mu$f	L 261.250
-hp- 405 BR	Misure digitali e automatiche di tensioni, uscita per registratore, polarità automatica	CC	0,001 V a 1000 V (precisione ± 0,2% della lettura ± 1 unità)	11 megaohm in CC	L 807.500
-hp- 410 B	Misure audio, RF, VHF; tensioni CC; resistenze	CC, CA-20 Hz. a 700 MHz.	1.0 a 300 V. 7 portate	CC-122 meg. CA-10 meg. 1,5 $\mu\mu$f	L 210.700
-hp- 411 A	Misure sensibili nel campo radio frequenza	5 KHz. a 1000 MHz (indicazione utilizzabile fino a 4000 MHz.)	10 mV a 10 V f.s. - in 7 portate	dipende dal puntale usato	L 427.500
-hp- 412 A	Misure precise di tensioni, correnti e resistenze	CC	1 mV a 1000 V 1 μA a 1 A	10-200 megaohm, dipende dalle portate	L 344.000
-hp- 425 A	Letture in μV, $\mu\mu$A; amplificatore 100 db; per usi medicali, biologici, fisici, chimici	tensioni CC; inoltre amplificatore da 100 db	10 μV a 1 V 11 portate	1 megaohm ± 3%	L 430.000
-hp- 428 A	Milliamperometro a tenaglia elimina connessione diretta, non carica il circuito	CC	0,3 mA a 1 A 6 portate, precisione ± 3%		L 430.000
-hp- 456 A	Misure di corrente con voltmetri, oscilloscopi, ecc.	60 Hz. 4 MHz.	1 mA a 1 A efficaci	— alim. a batteria alim. dalla linea	L 180.500 L 199.500

Prezzi per merce consegnata franco Milano sdoganata. Continui progressi circuitali possono alterare le caratteristiche cui sopra che sono pertanto soggette ad essere cambiate senza avviso.

Alcuni esempi tra gli 11 voltmetri —hp—

Mod. 411 A millivoltmetro RF.
Misura da 5 KHz. a 1000 MHz. (indicazioni utili fino a 4000 MHz.) con deflessione f.s. di 10 mV sulla portata più sensibile.

Mod. 403 A voltmetro CA
transistorizzato, alimentazione a batteria, portatile, pesa Kg. 2, copre la gamma da 1 Hz. a 1 MHz., rumore inferiore a 30 μV.

Mod. 428 A milliamperometro CC A pinza
Una pinza di nuova concezione *aggancia* il filo sotto misura rendendo possibile tra l'altro di misurare la corrente CC anche in presenza di forte CA.

Hewlett-Packard S.A.

Ginevra (Svizzera) — Rue du Vieux-Billard 1 Tel. (022) 26 43 36

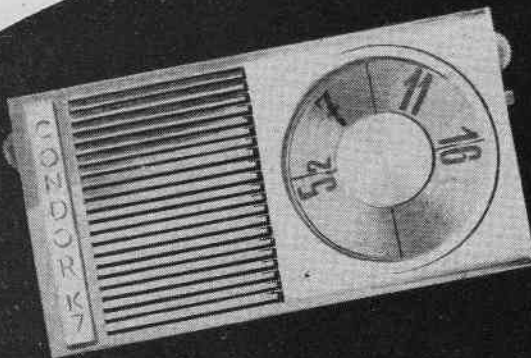
HPSA - 4 - 475

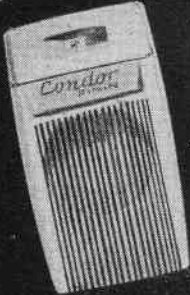
di fama mondiale

Per informazioni, consulenza tecnica o dimostrazioni scrivete o visitateci al rappresentante esclusivo:

DOTT. ING. MARIO VIANELLO MILANO Via L. Anelli 13 tel. 553.081/553.811

FILIALE: ROMA — Via S. Croce in Gerusalemme 97 — tel. 767.250 — 767.941

3 novità Condor

MOD. K 7
"DOVUNQUE"

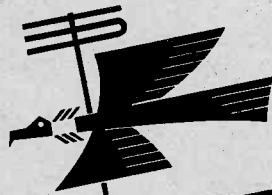
7 transistors + 2 diodi
onde medie
alta sensibilità
predisposizione
automatica per auto
presa altoparlante
ausiliario

MOD. "PININ"

6 transistors + 1 diodo
tascabile - onde medie

MOD. K 3 - Transverter

12 v. - 3 valvole 3 transistors 1 diodo
6 v./24 v. 3 valvole 4 transistors 2 diodi
autoradio onde medie
regolatore di tono

buon viaggio con autoradio

Condor
anticipa i tempi

Dott. Ing. GALLO S.p.A. Via Ugo Bassi 23a - MILANO
Telefoni: 600.628 - 694.267 - 679.822

PUBBLICITÀ INTERNAZIONALE 4 - 61

Modello SONETTO

Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ

Prima con STEREO FEDELTÀ

Presenta nel campo dell'Alta Fedeltà e della stereofonia, una vasta gamma di apparecchi, in grado di soddisfare tutte le esigenze.

Prodotti di alta classe

Un apparecchio PRODEL nella Vostra casa è indice di buon gusto!

Richiedete il nuovo listino 1961

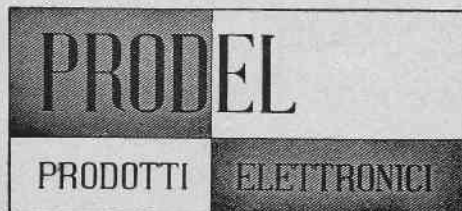
Altri modelli:

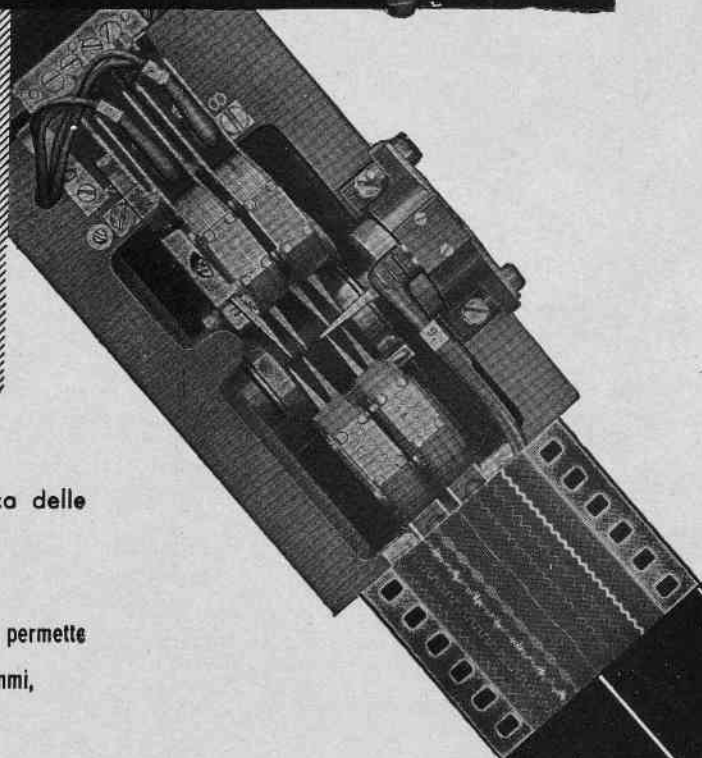
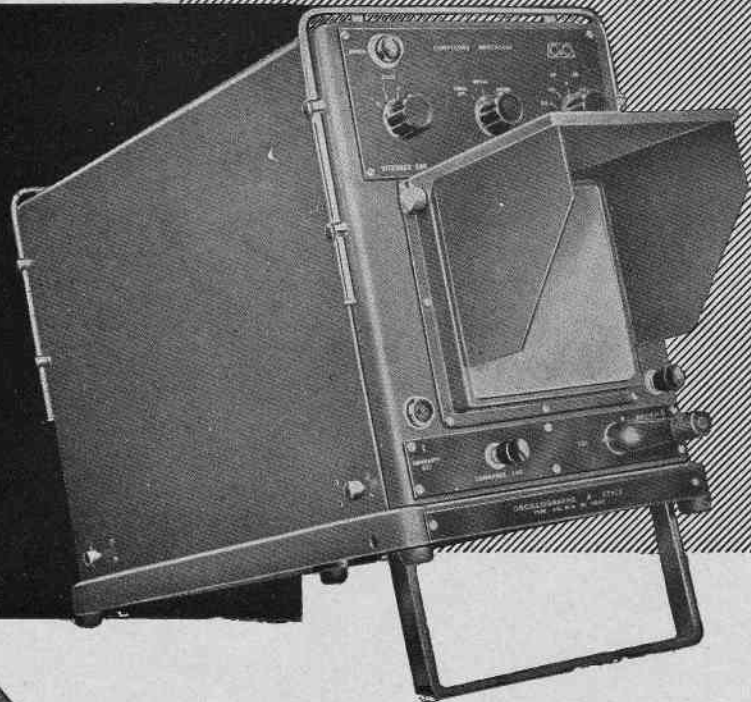
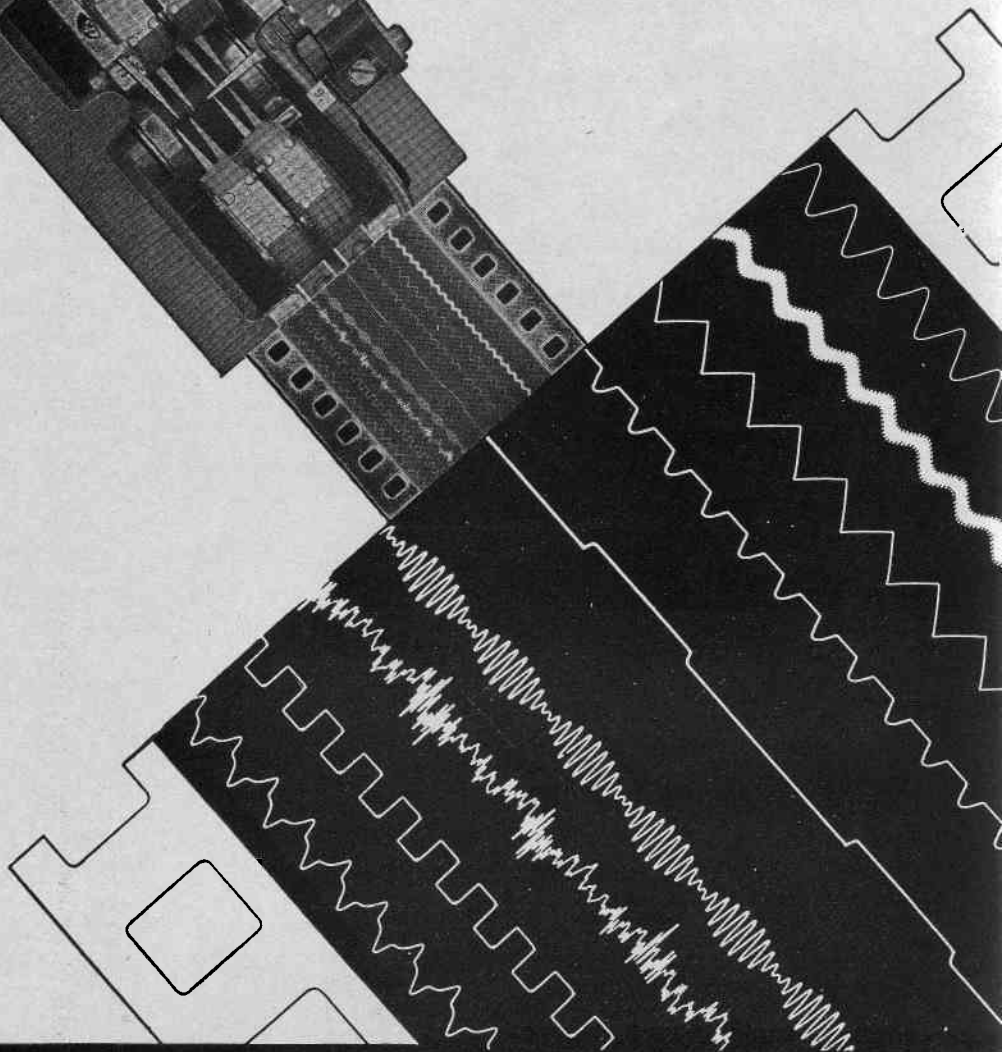
- Stereonette
- Sonetto
- Serenatella
- Ouverture
- Duetto
- Melody
- Recital
- Concerto
- Gran Concerto
- Prelude
- Festival

IMPIANTI SPECIALI SU PROGETTO

●

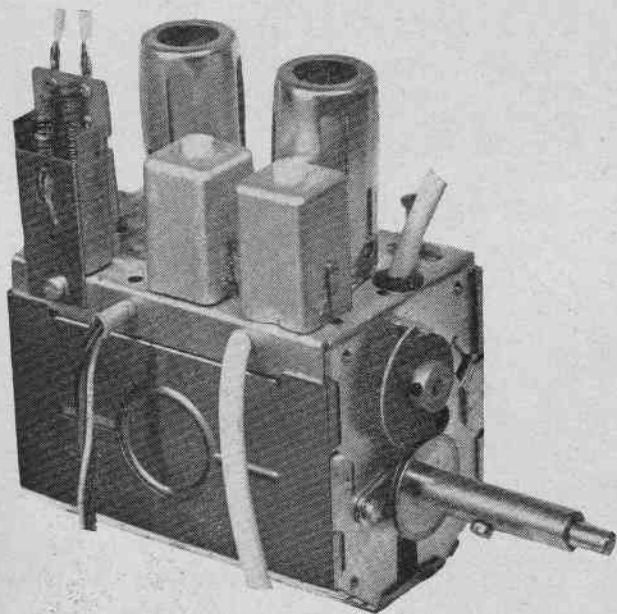
PREZZI:
DA L. 80.000 a L. 680.000

Modello GRAN CONCERTO

PRODEL *S.p.A.* - PRODOTTI ELETTRONICI

MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770

Sintonizzatore TV per VHF

tipo

JUNIOR

La tecnica moderna Vi offre oggi un tipo di sintonizzatore, il quale, pur mantenendo le doti di un eccellente sintonizzatore VHF, Vi permette di avere tramite commutazione di un semplice tasto, il primo o il secondo programma.

Questo tipo di sintonizzatore differisce dai comuni per l'impiego di un circuito aggiuntivo a π atto a guadagnare di circa due volte l'uscita del sintonizzatore UHF.

DATI MEDI DI UN SINTONIZZATORE « JUNIOR »:

- guadagno: $\geq$ 40 dB
- reiezione in M.F. presa a 45-75 Mhc: 20 dB
- reiezione di immagine: $\geq$ 60 dB su tutti i canali
- deriva: per i canali alti: $<$ 200 Kc
- deriva: per i canali bassi: $<$ 150 Kc
- larghezza di banda (3 dB): 8 Mhc

ORSINI

componenti Radio TV

MILANO - VIA GIORGIO VASARI, 22 - TELEFONO 58 26 87

Lesaphon 520

per sole

L. 41.800

un fonografo munito del più perfetto cambio automatico

LESA

fonografi di ogni categoria contrassegnati dal marchio

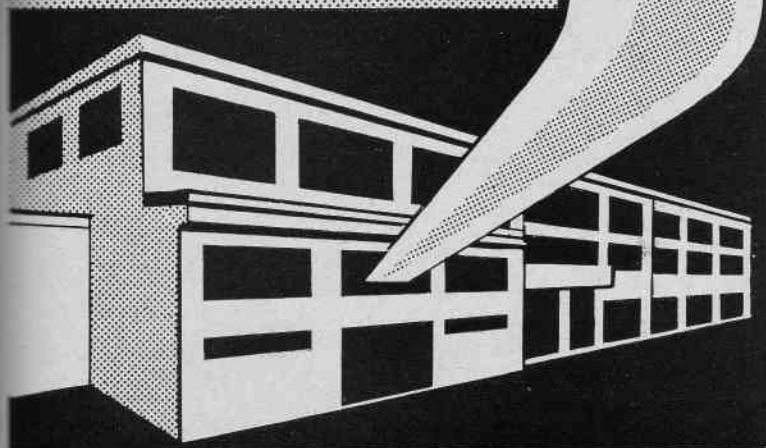
LESAPHON

RICHIEDETE CATALOGO INVIO GRATUITO

LESA s.p.a. VIA BERGAMO, 21 - MILANO

ESPORTAZIONE IN TUTTO IL MONDO!

pubblicità Lesa - Bray

—L'ANGELO CUSTODE DEI VOSTRI TELEVISORI—

COSTRUZIONI IMPEDENZE
TRASFORMATORI ELETTRICI

VIA DOGALI, 54 - Telef. 86.143

S. MARGHERITA LIGURE

AGENZIE, DEPOSITI e CONCESSIONARI

Zona	Concessionario
TRIESTE UDINE GORIZIA	**FRANCO BREZZI** Piazza Foraggi, 8 TRIESTE
PADOVA VENEZIA BELLUNO ROVIGO TREVISO VICENZA VERONA	**MENEGHETTI BRUNO** Piazza F. Rossi ARSIERO (VI)
MILANO	**Ing. BRUNO GRION** Via Ampère, 95 MILANO
PIEMONTE LOMBARDIA	**AURELIO MANELLA** Via Redipuglia, 68 GENOVA-QUARTO
EMILIA ROMAGNA	**GIUSEPPE ZAULI** Via Lame, 47 BOLOGNA
GENOVA	**MILTON BRAIBANTI** Via Bercilli, 10/17 GENOVA
SANREMO	**DEPOSITO C.I.T.E.** Via Zeffiro Massa, 58 SANREMO
LIGURIA TOSCANA (Versilia)	**UFFICIO VENDITE C.I.T.E.** Via Dogali, 54 S MARGHERITA LIGURE
TRENTO BOLZANO	**UMBERTO BERTONI** Via Garibaldi, 2/28 BOLZANO
TOSCANA	**ALTERO MORINI** Via Ponte All'Asse, 18 FIRENZE
LAZIO	**MAURO ROMANA** Via Magnanapoli, 10 A ROMA
ABRUZZO	**CASA DELLA RADIO** di AZZARITI A. Via De Lollis, 2/8 CHIETI
CIVITAVECCHIA	**Elettromeccanica** **CARLO POLETTI** Via Zara, 10 CIVITAVECCHIA
CAMPANIA	**GIULIO CHINES** Corso Umberto, 34 NAPOLI
PUGLIE	**COMERT** Via Crisanzio, 208 BARI
BASILICATA	**LOPOMO Clemente e Antonio** Via Mazzini (Pal. Mancusa) POTENZA
CALABRIA	**ANTONIO CATALFAMO** Via Cesare Battisti, 6 REGGIO CALABRIA
SICILIA ORIENTALE	**G. M. RAPISARDA** Via Oliveto Scammacca, 4 CATANIA
SICILIA OCCIDENTALE	**Rag. ALDO CESARO'** Via Siracusa 7/C PALERMO
UMBRIA	**COMER di TATTANELLI L.** Via Alessi, 37 PERUGIA

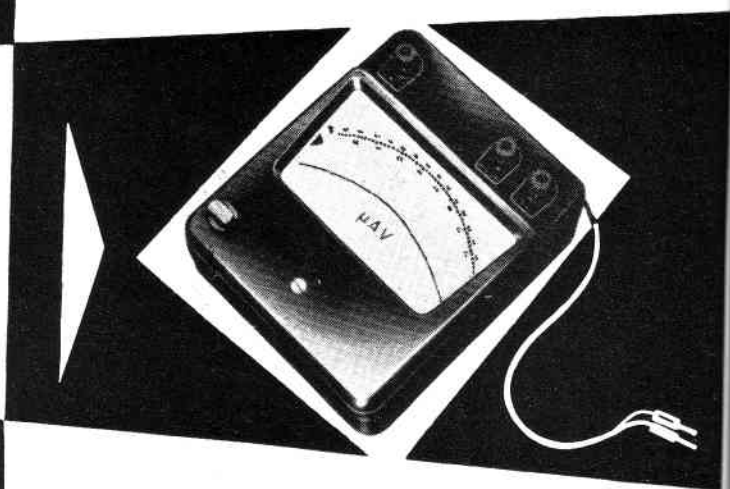
RFT

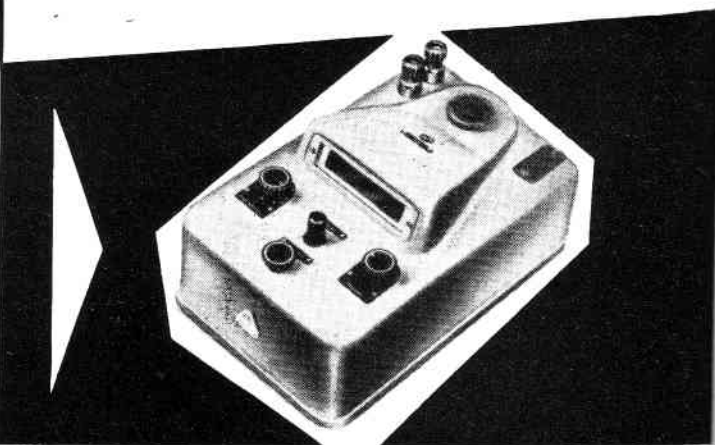
Strumenti elettrici

a bobina mobile ed a ferro mobile per misura di resistenza e temperatura

Strumenti a riflessione

per misure di corrente, tensione, temperatura e campo magnetico

Galvanometri a marche luminose

Tester, strumento per servizio radio - TV amperometri e voltmetri CL. 0,2

Galvanometri a vibrazione, ponti di misura, strumenti di prova per cavi

Indirizzare le vostre richieste a:

R. F. CELADA s.r.l.

Viale Tunisia 4 - MILANO

Esportatore: **Deutscher Innen - ûnd Aussenhandel**

Elektrotechnik

BERLIN N. 4 Chausseestrasse 111/112 (NM 17)
REPUBBLICA DEMOCRATICA TEDESCA

OSCILLOSCOPIO

G 43

Oscilloscopio a larga banda portatile con tubo da 3", particolarmente progettato per l'osservazione e l'analisi dei circuiti televisivi nel campo dalla corrente continua a 7 MHz. E' disponibile, per la taratura dell'amplificatore verticale, una tensione calibrata che permette l' impiego dell' oscilloscopio come Voltmetro da picco a picco.

Principali caratteristiche

Amplificatore verticale

Sensibilità: 20 mV eff./cm.
Banda passante: da 0 a 5 MHz (utilizzabile fino a 7 MHz)
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ con 30 pF in parallelo

Amplificatore orizzontale

Sensibilità: 100 mV eff./cm.
Risposta di frequenza: da 5 Hz a 500 KHz
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ con 50 pF in parallelo
Attenuatore a scatti e continuo
Asse tempi: 5 Hz - 100 KHz

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO" SEGNALIAMO:

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA

TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing.
FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

★ ★ ★

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

★ ★ ★

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

★ ★ ★

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

Corso teorico-pratico di televisione

Sulla base di una impostazione elaborativa studiata nei minimi particolari, questo "corso teorico - pratico" consente, a chiunque sia in possesso di modeste cognizioni di radiotecnica, di espletare il servizio di assistenza tecnica TV e di assumere posizioni di rilievo nelle grandi industrie del ramo.

●

Dispense di 32 pagine (circa) ciascuna. In vendita il 1º, il 10 e il 20 di ogni mese. Prezzo di copertina Lire 150. L'abbonamento a tutto il Corso è di Lire 4.500. L'abbonamento semestrale è di Lire 2.500. Numerosi problemi svolti facilitano l'applicazione pratica delle nozioni teoriche esposte nel testo.

●

Trattazione di tipo descrittivo e pratico di tutti gli argomenti riguardanti la TV monocromatica: dai concetti fondamentali di analisi, sintesi, risoluzione, trasmissione e ricezione, a tutto ciò che riguarda il funzionamento, messa a punto, ricerca guasti e riparazioni del moderno televisore.

Per gli abbonamenti indirizzare a:

EDITRICE IL ROSTRO - Via Senato 28 - c/c/p. n. 3/24227 - **MILANO** (228)

ANNO XXXIII 11

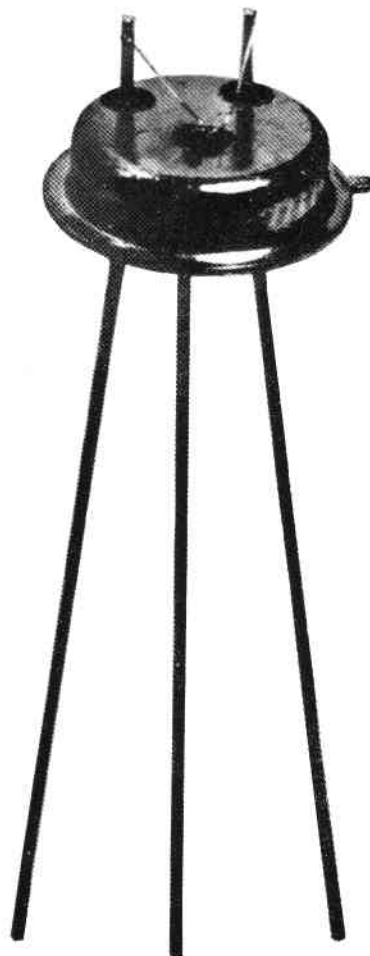
l'antenna

NOVEMBRE 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

LA SGS PRESENTA IL TRANSISTOR AL SILICIO PLANAR CON SUPERFICIE PROTETTA

		fT tipico	Pc a 25 °C di temper. del conten.	VCBO	ICBO (Max.) 25 °C	ICBO (Max.) 150 °C
2N 1613	**AMPLIFICAZIONE E COMMUTAZIONE** commutazione veloce (logica ad alta corrente), amplificatori (basso-livello, basso-rumore, banda larga, potenza a VHF)	100 mc	3 watts	75 V	10 mμA	10 μA
2N 1711	tipo universale ad alto guadagno	120 mc	3 watts	60 V	10 mμA	10 μA
2N 1889	**AMPLIFICAZIONE AD ALTA TENSIONE** impiego generale per amplificatori, oscillatori e circuiti di commutazione di alta qualità	70 mc	3 watts	100 V	10 mμA	15 μA
2N 1890	simile al 2N 1889 con alto guadagno	90 mc	3 watts	100 V	10 mμA	15 μA
2N 1893	simile al 2N 1889 con tensione più elevata	70 mc	3 watts	120 V	10 mμA	15 μA
2N 708	**AMPLIFICAZIONE A VHF E COMMUTAZIONE** amplificatori VHF e commutazione ad alta velocità per logica saturata	450 mc	1.2 watts	40 V	25 mμA	15 μA

DIODI
TRANSISTORI
RADDRIZZATORI

SGS
SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUTTORI
AGRATE - MILANO
ITALIA

dott. ing. Alessandro Banfi

Il secondo canale di televisione

Come già annunciato da parecchi mesi, la RAI ha dato avvio alle trasmissioni del 2° canale TV il 4 novembre con un programma inaugurale tutto dedicato alla commemorazione della Grande Guerra 1915-1918.

Purtroppo però, i teleutenti che possono ricevere queste trasmissioni sono piuttosto pochini. Per varie ragioni.

Anzitutto i trasmettitori che la RAI è riuscita, con lodevoli sforzi ed acrobazie a mettere in funzione ora sono soltanto 14, con una copertura di servizio pari a circa il 20% dei teleabbonati italiani.

Secondo un programma di attivazione della rete trasmittente del 2° canale, la RAI dovrebbe entro il 1962 portare a 42 il numero dei trasmettitori principali, estendendo teoricamente il servizio a circa il 70% del territorio nazionale.

Ho detto « teoricamente ».

In pratica però le cose non vanno così lisce.

Montagne, colline, edifici, territori boscosi, e molte altre circostanze, ostacolano il cammino delle radio-onde U.H.F. del 2° canale che si propagano in linea retta visiva.

Ciò riduce notevolmente, data la complessa orografia della nostra penisola, le aree di servizio effettivo dei nuovi trasmettitori U.H.F.

Sarà pertanto necessario ricorrere all'installazione da parte della RAI, di numerosi ripetitori per servire tutte le zone in ombra.

Si reputa che solo verso la fine del 1963, il 70% dei teleabbonati potrà essere in grado di ricevere il 2° programma.

Un'altra delle ragioni che limita attualmente il numero dei telespettatori del 2° programma è la carenza delle attrezzature necessarie per la ricezione in U.H.F.

Già sei mesi or sono, in questa stessa sede, ponevamo in guardia, costruttori, rivenditori e privati, su quanto ci si poteva logicamente attendere: una richiesta a valanga di antenne, cavi, convertitori ed accessori vari per le ricezioni U.H.F.

Nessuno volle crederci, fummo tacciati persino di faciloneria ed eccessivo ottimismo in tali previsioni.

Ma purtroppo si avverò proprio ciò che avevamo temuto. L'improvvisa richiesta ha portato ad una paurosa rarefazione di materiali che ha messo tutti in grave disagio.

Le varie industrie specializzate pur lavorando a ritmo serrato non sono riuscite a coprire il fabbisogno.

E ne è nata anche la famigerata « borsa nera ».

Alcuni speculatori hanno incettato le scorte esistenti soprattutto di cavi coassiali e convertitori ed in varie zone ove è più intensa la richiesta spadroneggiano con l'imposizione di prezzi notevolmente maggiorati.

Si parla addirittura di 60 $\div$ 70 mila lire per un normale impianto di antenna, filtri, discesa in cavo e convertitore.

Comunque, indipendentemente dalla maggiorazione dei prezzi, la mancanza di materiali e le limitate possibilità pratiche degli installatori di fronte alla marea di richieste, hanno ridotto grandemente nel momento attuale il numero dei telespettatori effettivi del 2° programma.

Si sta anzi delineando il riaprirsi del fenomeno morboso dei tempi di « Lascia o raddoppia » ove il pubblico si stipava nei locali pubblici, disertando altri spettacoli o ricreazioni, pur di non perdere il 2° programma che non può ricevere in casa propria.

Ed indubbiamente, dalle prime informazioni date dalla RAI, il 2° program-

(il testo segue a pag. 525)

dott. ing. Alfredo Susini

I circuiti interpolatori nel calcolo anologico

Gli interpolatori sono dei circuiti costituiti da resistenze passive impiegati soprattutto nel calcolo analogico. Essi calcolano il valore che una funzione V(x) assume su un punto x_j della sua variabile indipendente, quando della funzione sono noti i valori assunti in corrispondenza di N punti x_1, x_2, ..., x_n tra cui x_j è compreso. A tale scopo la funzione è assimilata ad un polinomio di grado N. Facendo seguito ad un suo precedente articolo apparso sulle colonne della Rivista l'Autore esamina l'applicazione degli interpolatori ai generatori di funzione ripetitivi. Vengono presentati i calcoli per un interpolatore di terzo grado ed alcuni risultati significativi. L'articolo termina con una breve discussione sulla convenienza o meno dell'impiego degli interpolatori.

1. - INTRODUZIONE

Si è visto in un precedente articolo (1) come un generatore ripetitivo di funzione possa essere realizzato da una serie di resistenze (il generatore di tensioni) da cui vengono prelevate (mediante il quadro) le tensioni che vengono successivamente immesse nel circuito utilizzatore dal commutatore rotante (fig. 1). Se effettivamente il prelievo delle tensioni è effettuato con prese del tipo a banana o per mezzo della matrice magnetica precedentemente descritta, non ha importanza per gli scopi del presente articolo: interessa solo la considerazione che il numero massimo di prese, che è ragionevole pretendere, è dell'ordine del centinaio.

Quando la forma della funzione V(t) generata deve essere variata, si deve ricercare sul quadro la nuova posizione di un certo numero di queste cento prese, se non di tutte. L'operazione è effettivamente lunga e tediosa, anche perchè di ogni presa deve essere stabilita accuratamente, spesso per via analitica, la nuova posizione.

È ragionevole chiedersi innanzitutto se è necessario stabilire manualmente proprio tutte le tensioni che fanno capo alle « lamelle » dello statore del com-

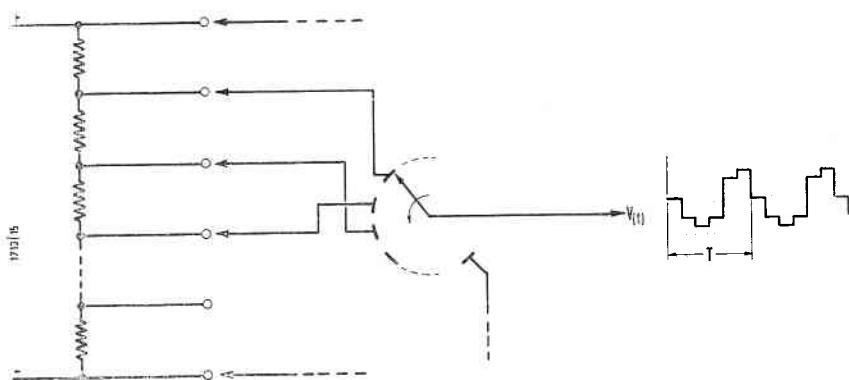



Fig. 1 - Un generatore ripetitivo può essere realizzato da una serie di resistenze da cui vengono prelevate le tensioni, immesse nel circuito di utilizzazione da un commutatore rotativo.

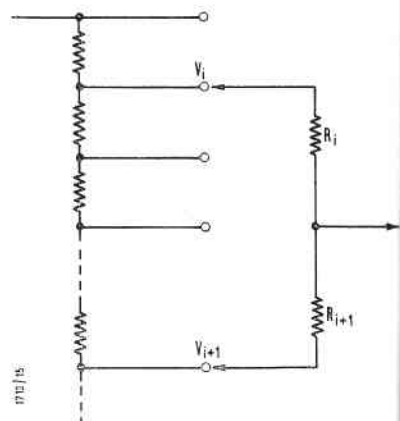



Fig. 2 - Circuito elementare di un interpolatore lineare.

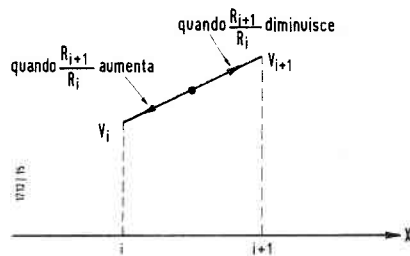



Fig. 3 - Andamento della tensione in un'interpolatore lineare.

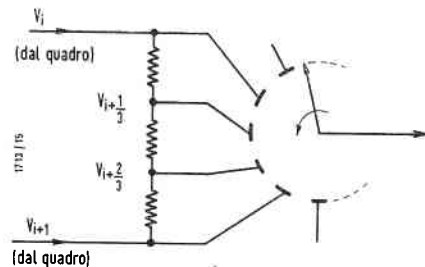



Fig. 4 - Interpolatore lineare con tre resistenze uguali.

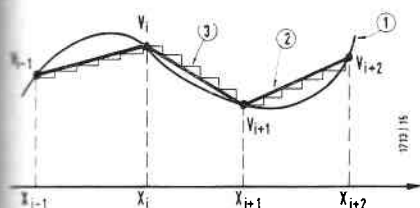



Fig. 5 - Funzione desiderata e funzione a scalini in uscita.

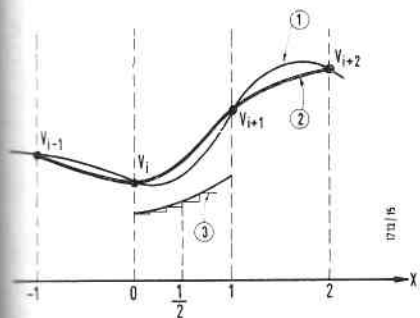



Fig. 6 - Funzione variabile e curva interpolabile in un integratore di terso ordine.

mutatore o se è sufficiente stabilire manualmente solo una parte di queste tensioni, p. es. la metà, il quinto, il decimo, e lasciare a speciali reti, che denomineremo interpolatrici, il compito di ricavare le restanti tensioni.
Si otterrebbe così lo scopo di diminuire le dimensioni del quadro e di facilitare le operazioni di cambio della funzione. Sorgerebbe allora la questione circa il miglior rapporto da adottare tra il numero N delle tensioni prelevate dal quadro e quello delle tensioni M interpolate. Si vedrà verso la fine dell'articolo che tale rapporto dipende dalle condizioni di utilizzazione che possono imporre di cambiare il periodo T di ripetizione della funzione $V(t)$.

2. - L'INTERPOLATORE LINEARE

Siano V_i e V_{i+1} due tensioni successive della funzione $V(t)$ prelevate dal quadro (fig. 2). Congiungendo le prese i ed $i+1$ con due resistenze R_i ed R_{i+1} di valore molto maggiore della resistenza totale del quadro, allo scopo di non alterarvi la distribuzione delle tensioni, si otterrà una tensione V che dipende linearmente dal rapporto tra R_i ed R_{i+1} come illustrato in fig. 3.
Se pertanto tra le tensioni V_i e V_{i+1} si desiderano interpolare ad es. due punti intermedi equidistanti, l'interpolatore lineare consisterà semplicemente in tre resistenze eguali, secondo lo schema di fig. 4.
Ne consegue che, se la curva n. 1 di fig. 5 rappresenta la funzione desiderata e che se V_{i-1}, V_i, V_{i+1}, ecc. sono i valori di questa funzione prelevati dal quadro, il generatore di funzione darà in uscita una forma d'onda a scalini come al n. 3 di fig. 5. Qualunque sia il numero degli scalini interpolati, esso sarà sempre tangente alla curva n. 2, che verrà denominata « curva interpolabile ».
Appare evidente l'inconveniente del sistema, e cioè la presenza inevitabile di angoli vivi in corrispondenza dei punti V_{i-1}, V_i, ... per cui in determinati casi la curva generata potrà differire notevolmente da quella desiderata.

3. - L'INTERPOLATORE DI TERZO ORDINE

3.1. - Equazioni dell'interpolatore

In realtà, i cattivi risultati forniti dall'interpolatore lineare dipendono dal fatto che solo le tensioni V_i e V_{i+1} entrano in gioco. Qualora fosse possibile introdurre nel sistema maggior quantità di informazione, e cioè qualora i punti interpolati nel tratto compreso tra V_i e V_{i+1} potessero dipendere, non solo dalle tensioni estreme V_i e V_{i+1}, ma anche dalle adiacenti V_{i-1}, V_{i+2}, ecc. si otterrebbe una curva interpolabile che più si accosta alla funzione desiderata. Ovviamente, i migliori risultati si otterrebbero qualora ciascun tratto interpolato fosse dipendente da tutte le tensioni prelevate dal quadro.
Nel circuito che verrà ora descritto, le tensioni interpolate dipendono appunto, oltre che dalle tensioni estreme del tratto, V_i e V_{i+1}, anche dalla precedente V_{i-1} e dalla seguente V_{i+2}.
Detta x la posizione angolare del cursore del commutatore

$$x = \frac{2\pi}{T}\, t \qquad [1]$$

[T = periodo di ricorrenza della funzione $V(t)$]

la funzione $V(t)$ apparirà in funzione della variabile x come in fig. 6 n. 1. La curva interpolabile (n. 2 fig. 6) che, per definizione, deve passare per i quattro punti V_{i-1}, V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, dovrà essere definita da un'equazione di terzo grado del tipo

$$V = ax^3 + bx^2 + cx + d \qquad [2]$$

Si ricordi infatti che una curva di 3° grado passa per 4 punti.
I coefficienti della (2 devono essere scelti in modo da aversi $V = V_{i-1}$ quando $x = x_{i-1}$, $V = V_i$ per $x = x_i$ ec. Dovranno cioè verificarsi le relazioni:

$$\begin{cases} V_{i-1} = ax_{i-1}^3 + bx_{i-1}^2 + cx_{i-1} + d \\ \text{analoghe espressioni per } V_i,\ V_{i+1},\ V_{i+2} \end{cases} \qquad [3]$$

Se, per semplicità, si suppone che i valori prelevati dal quadro corrispondano a punti equidistanti della $V(x)$ ed as-

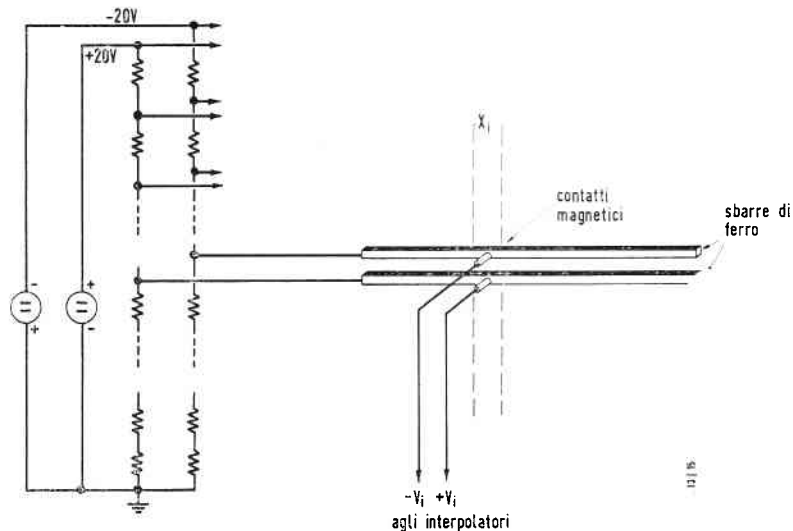



Fig. 7 - Quadro a sbarre di ferro e contatti magnetici.

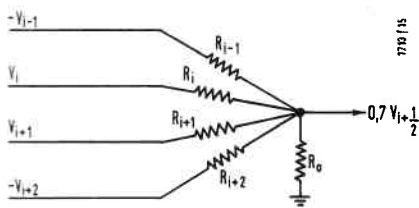



Fig. 8 - Circuito elementare di somma.

segnando, come in fig. 6, alle varie x i seguenti valori:

$$\begin{cases} x_{i-1} = -1 \\ x_i = 0 \\ x_{i+1} = 1 \\ x_{i+2} = 2 \end{cases}$$

si otterrà dalla (3 il sistema di quattro equazioni in quattro incognite:

$$\begin{cases} -a + b - c + d = V_{i-1} \\ 0 + 0 + 0 + d = V_i \\ a + b + c + d = V_{i+1} \\ 8a + 4b + 2c + d = V_{i-2} \end{cases} \quad [4]$$

Sorvolando sulla risoluzione della [4], risoluzione che può essere facilmente ottenuta colla ben nota regola di Cramer, si ricava:

$$\begin{cases} a = -\frac{1}{6} V_{i-1} + \frac{1}{2} V_i - \frac{1}{2} V_{i+1} + \frac{1}{6} V_{i+2} \\ b = \frac{1}{2} V_{i-1} - V_i + \frac{1}{2} V_{i+1} \\ c = -\frac{1}{3} V_{i-1} - \frac{1}{2} V_i + V_{i+1} - \frac{1}{6} V_{i+2} \\ d = V_i \end{cases} \quad (5)$$

Tali valori, sostituiti nella [2], definiscono la curva interpolabile tracciata al n. 2 di fig. 6 e permettono di ricavare qualsiasi punto intermedio compreso tra $x = -1$ e $x = 2$. Ce ne serviremo in pratica per calcolare i punti compresi tra $x = 0$ e $x = 1$.

Infatti, se si desidera calcolare la tensione $V_{i+1/2}$ che compete al punto di ascissa $x = 1/2$, basterà sostituire le [5] nella [2] ponendovi $x = 1/2$. Dopo semplici passaggi, si otterrà:

$$V_{i+1/2} = -\frac{3}{48} V_{i-1} + \frac{9}{16} V_i + \frac{9}{16} V_{i+1} - \frac{3}{48} V_{i+2} \quad (6)$$

La tensione $V_{i+1/2}$ verrà ricavata prelevata prelevando dal quadro la tensione V_{i-1} moltiplicata per $-3/48$, prelevando la V_i e moltiplicandola per $9/16$, ecc. e sommando con un apposito circuito tutte le tensioni così ottenute.

3.2. - Realizzazione dell'interpolatore

Il dispositivo per realizzare espressioni del tipo [6] è assai semplice richiedendo solo l'impiego di resistenze. Per ottenere le tensioni $-3/48\ V_{i-1}$ e $-3/48\ V_{i+2}$ parrebbe necessario prelevare le V_{i-1} e V_{i+2} dal quadro ed invertirle mediante un amplificatore. In realtà basterà costruire il quadro in modo che, accanto alla generica tensione V_i appaia la sua opposta $-V_i$. Volendo adoperare sbarre di ferro e contatti magnetici, si potrebbe costruire il quadro come indicato in fig. 7.

È facile dimostrare, e la dimostrazione verrà lasciata al lettore, che la realizzazione della [6] con elementi passivi richiede che la somma dei coefficienti delle V nella [6] sia eguale ad uno.

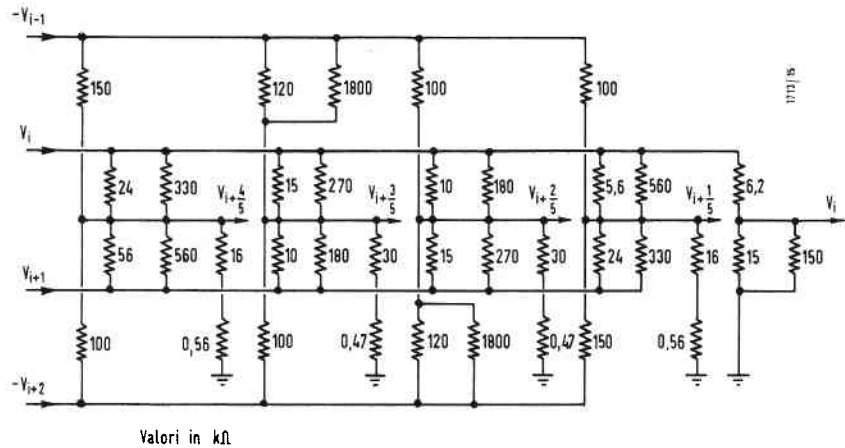
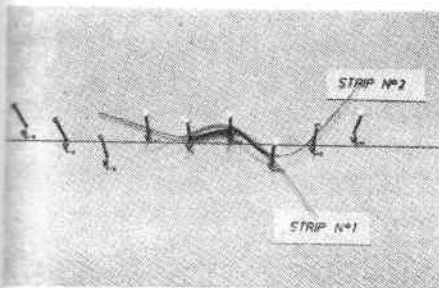



Fig. 9 - Circuito di un interpolatore a quattro valori intermedi.

g. 10 - Modello meccanico di un interpolatore terzo ordine.

Allo scopo di chiarire il procedimento si moltiplicheranno ambo i membri della [6] per un fattore inferiore ad uno. Si sceglierà il fattore 0,7, benchè a rigore, come apparirà dal seguito, un fattore pari a 0,8 sarebbe stato sufficiente. La moltiplicazione della [6] per 0,7 significa che la tensione che si otterrà dalla rete passiva sarà 0,7 volte la tensione corrispondente della linea teoricamente interpolabile; la funzione a gradini che si ricaverà sarà quindi attenuata di un fattore 1/0,7 rispetto alla funzione interpolabile. Vedasi al proposito la curva n. 3 di fig. 6:

$$0{,}7\ V_{i+1/2} = -\frac{2{,}1}{48}\ V_{i-1} + \frac{6{,}3}{16}\ V_i + \frac{6{,}3}{16}\ V_{i+1} - \frac{2{,}1}{48}\ V_{i+2} \tag{7}$$

La somma [7] viene quindi ricavata mediante lo schema seguente, fig. 8.

Applicando i teoremi di Thevenin e di Norton si dimostra facilmente che le varie resistenze devono soddisfare alle relazioni:

$$\frac{1}{R_{i-1}} = \frac{2{,}1}{48}\ \Sigma\ \frac{1}{R}$$

$$\frac{1}{R_i} = \frac{6{,}3}{16}\ \Sigma\ \frac{1}{R} \tag{8}$$

analoghe per R_{i+1} ed R_{i+2}

e poichè $\Sigma\ \dfrac{1}{R} = \dfrac{1}{Z}$, essendo Z la impedenza di uscita dell'interpolatore, e posto ad es. $Z = 1$ kΩ (valore accettabile per un commutatore elettronico del tipo descritto in [1]), si ricaverà

$$R_{i-1} = R_{i+2} = \frac{48}{2{,}1}\ .\ 1\ \text{k}\Omega = 22{,}7\ \text{k}\Omega$$

$$R_i = R_{i+1} = \frac{16}{6{,}3}\ .\ 1\ \text{k}\Omega = 2{,}5\ \text{k}\Omega$$

e da questi

$$\frac{1}{R_0} = 1 - \frac{2}{2{,}5} - \frac{2}{22{,}7};$$

$$R_0 = 8{,}9\ \text{k}\Omega$$

Desiderandosi p. es. tra V_i e V_{i+1} quattro valori intermedi, si dovrà porre nella [2] con le [5] successivamente $x = 1/5$, $x = 2/3$, $x = 3/5$, $x = 4/5$. Si otterranno espressioni del tipo [6], che, per essere realizzate con elementi passivi, dovranno tutte essere moltiplicate per lo stesso fattore, 0,7, 0,8, ecc. In fig. 9 è riportato lo schema di un interpolatore a quattro valori intermedi. In esso il fattore di moltiplicazione è pari a $\dfrac{13{,}6}{13{,}6 + 6{,}2} = 0{,}69$ come appare osservando il partitore di resistenze che determina la tensione V_i in uscita. (Si noti che 15 kΩ in parallelo a 150 kΩ sono equivalenti a 13,6 kΩ).

11 - Funzione che si ottiene al cursore del rimentatore quando si prescrive la condizione portata nel testo.

3.3. - Modello meccanico dell'interpolatore

Ad illustrare le possibilità e le limita-

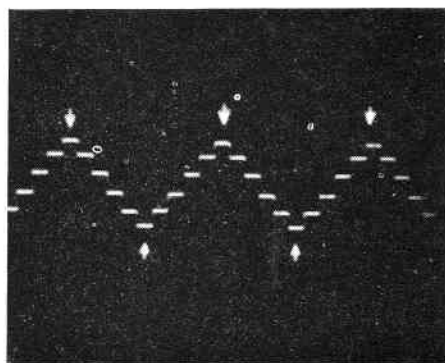



Fig. 12 - Ricostruzione di una sinusoide quando siano assegnati solo i massimi e i minimi.

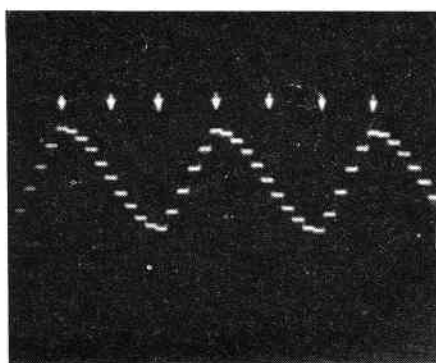



Fig. 13 - Ricostruzione di una sinusoide quando siano assegnati tre punti.

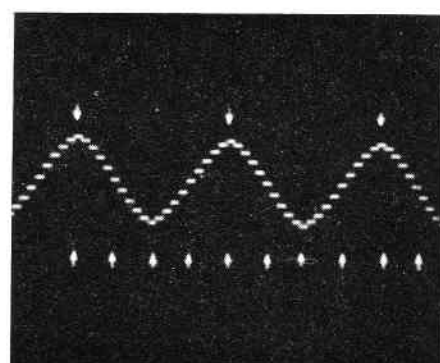



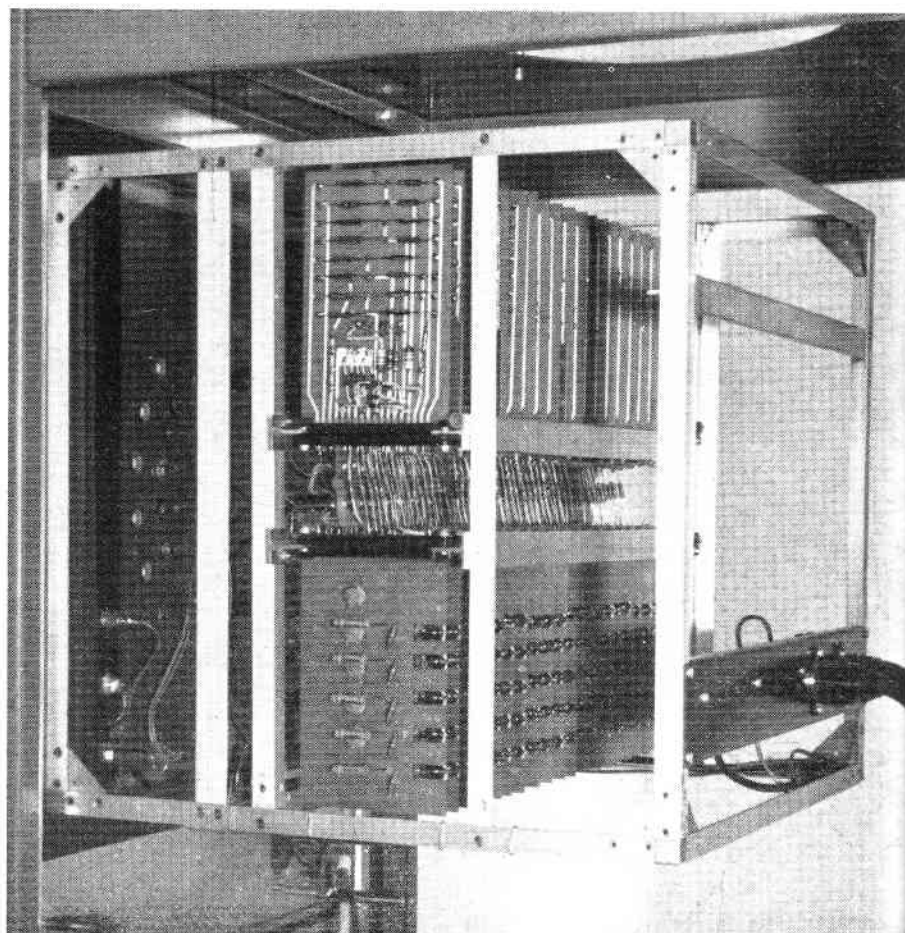
Fig. 14 - Ricostruzione di una sinusoide quando siano assegnati quattro punti.

zioni di un interpolatore di 3° ordine, sarà utile ricorrere ad un modello meccanico. (fig. 10). In esso i chiodi rappresentano le tensioni prelevate dal quadro, mentre la strisciolina elastica incastrata tra quattro chiodi successivi determina la curva interpolata. La scienza delle costruzioni insegna infatti che ogni trave elastica, soggetta a carichi concentrati, si deforma secondo una curva di 3° grado. Il tratto centrale della curva interpolata è utilizzato. Le due striscioline rappresentano due interpolatori successivi. Appare evidente come gli angoli vivi in corrispondenza dei chiodi permangano, ma siano inferiori a quelli che si avrebbero con un interpolatore lineare.

3.4. - Alcuni risultati

La fig. 11 riporta la funzione che si

Fig. 15 - Generatore di funzione a 100 scalini e 20 punti prelevati dal quadro. Con esso sono state ricavate le forme d'onda delle figure sopra riportate.

Fig. 16 - Esempio per la valutazione della convenienza di impiegare gli interpolatori.

ottiene al cursore del commutatore quando si prescrive:

$V_{i-2} = V_{i-1} = V_i = 0,$
$V_{i+1} = V_{i+2} = +5$ V

Il modello meccanico sarebbe costituito da tre striscioline: una prima incastrata tra V_{i-2}, V_{i-1}, V_i, V_{i+1} della quale il tratto V_{i-1}, V_i è utilizzato; una seconda tra V_{i-1}, V_i, V_{i+1}, V_{i+2} di cui si utilizza V_i, V_{i+1}, ed infine la terza tra V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i+3} per il tratto V_{i+1}, V_{i+2}. La fig. 12 mostra ciò che si ottiene quando si desideri ricostruire una sinusoide assegnandone solo i massimi e i minimi. La curva assomiglia ad una successione di triangoli e solo una leggera curvatura dei fianchi è percepibile. Quando invece di un periodo di sinusoide si prescrivano tre punti, il generatore fornisce la forma d'onda di fig. 13.

Vi si nota un forte contenuto di 2ª armonica che deve essere eliminato con un filtro del tipo descritto in [1]. Infine, quando del periodo di sinusoide si prescrivono quattro punti, e cioè i massimi positivi e negativi e i punti di zero, la curva ottenuta appare come in fig. 14.

Pur persistendo una leggera angolosità, la curva può essere accettata. Migliori risultati sarebbero stati ottenuti con un interpolatore di ordine superiore, a prezzo però di una notevole complicazione nei calcoli e dell'esecuzione.

I circuiti, sia gli interpolatori in cui schema è alla fig. 9, sia il commutatore elettronico illustrato alla fig. 13 di [1], possono essere eseguiti su carte intercambiabili per facilitarne la costruzione e l'ispezione. La fig. 15 mostra un generatore di funzione [2] a 100 scalini e 20 punti prelevati dal quadro. Con esso sono state ricavate le forme d'onda sopra riportate.

4. - SULLA CONVENIENZA DI IMPIEGARE GLI INTERPOLATORI

Allo scopo di comprendere i vantaggi e le limitazioni degli interpolatori, è opportuno paragonare tra loro due generatori ripetitivi, il primo provvisto di interpolatore ed il secondo senza. Prenderemo dapprima in considerazione il caso in cui i generatori siano alimentati dallo stesso quadro avente N prese. Nel primo, le « lamelle » del commutatore rotante saranno egualmente N; il secondo, poichè provvisto di interpolatore a M punti intermedi, avrà un commutatore con $(M + 1)\,N$ « lamelle ». La forma d'onda più complicata che si può ricavare all'uscita dei generatori si otterrà quando le tensioni prelevate dal quadro sono alternativamente positive e negative. Si ricaverà dal primo la forma d'onda di fig. 16 e dal secondo si ricaverà invece la forma d'onda di fig. 12.

Ambedue le forme d'onda, dopo filtraggio delle armoniche superiori, si riducono a sinusoidi di frequenza metà della frequenza f_c di commutazione:

$$\frac{f_c}{2} = \frac{N}{2\,T}$$

A parte il fatto che nel caso di fig. 12 il filtraggio sarà più facile ad ottenersi che nel caso di fig. 16, si osserverà che, se si vogliono aumentare i dettagli della $V(t)$, bisognerà aumentare il numero N di prese del quadro, indipendentemente o meno dalla presenza degli interpolatori.

Se, quindi, paragoniamo due generatori aventi un eguale numero N di prese del quadro, ben pochi potrebbero sembrare i vantaggi offerti dall'interpolatore.

Ciò è vero fintantochè il periodo T della $V(t)$ viene mantenuto rigorosamente costante; in caso contrario si richiede ogni volta un riallineamento dei filtri, sopratutto di quello che elimina l'armonica a f_c, operazione non certo impossibile, ma che è meglio evitare.

Nel generatore provvisto di interpolatore la frequenza da eliminare, ossia la frequenza degli scalini, non è più f_c, ma $(M + 1) f_c$ e, poichè la massima frequenza utile ricavabile dal quadro è pari ad $f_c/2$, sarà possibile fare a meno del filtro che elimina la f_c e che è quello che deve essere rigorosamente aggiustato. Basterà predisporre solo dei filtri passa-basso che iniziano a tagliare all'incirca su f_c. Si avrà quindi un'attenuazione della frequenza di scalino, $(M + 1) f_c$, tanto più elevata quanto più M sarà grande.

Il problema del filtraggio diviene quindi più semplice ed il generatore di funzione è reso più flessibile per quanto riguarda il periodo T.

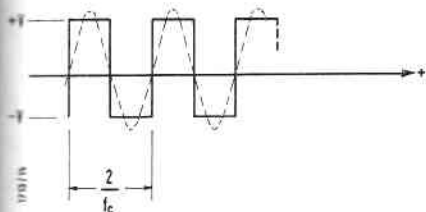
Il paragone inverso, e cioè quando i due generatori hanno eguale commutatore rotante, è, per quanto precede, favorevole al generatore privo di interpolatore per quanto riguarda la possibilità di riprodurre i dettagli della $V(t)$.

È invece sfavorevole se si considerano le eccessive dimensioni del quadro e la difficoltà del cambio della funzione, come già accennato nell'introduzione, oltre, ben inteso, per le questioni del filtraggio.

5. - BIBLIOGRAFIA

(1) S. Hansen, A. Susini: *Considerazioni sui generatori di funzione ripetitivi*, l'antenna, settembre 1961.

(2) M. Barbier, A. Susini: *Closed orbit analyzer*. Rapporto CERN 59-31, agosto 1959.

A

dott. Ing. Franco Simonini

Il volmetro elettronico modello URV1*

Gli strumenti di misura della Germania orientale costituiscono una novità per il mercato italiano per due buoni motivi: perchè hanno finitura e robustezza proprie del materiale di tipo professionale e perchè vengono venduti ad un prezzo veramente ridotto. Siamo lieti di poter pubblicare su queste pagine i dati relativi allo strumento più popolare tra i radioteleriparatori: il voltmetro a valvola. L'URV1 è uno strumento completo per misure in corrente continua ad alternata con inclusa la possibilità di misurare correnti continue e alternate da 1 μA a 1 A, prestazione questa inconsueta per il nostro mercato.

1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO

1.1. - Misure di tensione in c.c.

Campo di misura da 0,1 a 300 V diviso in portate da: 0÷1 V; 0÷3 V; 0÷10 V; 0÷30 V; 0÷100 V; 0÷300 V;
Impedenza di ingresso: 10 MΩ ± 1%
Imprecisione di misura: ± 2% del valore misurato, ± 1% del fondo scala.
Influenza delle variazioni di rete sulla precisione: ± 1% per ± 10% di variazione della tensione di rete. Influenza della temperatura ambiente sulla precisione: ± 0,1% per ogni grado centigrado (con riferimento a 20 °C di temperatura ambiente).
Polarità di misura: più o meno a piacere a mezzo di commutazione.

1.2. - Misure di tensione in c.a.

Campo di misura per le frequenze da 30 Hz a 230 MHz: da 0,1 V a 20 V.
Campo di misura per le frequenze da 30 Hz a 30 kHz: da 0,1 V a 1 kV. (utilizzando le commutazioni di portata previste per le misure di tensione in c.c.).
Impedenza di ingresso con probe per RF da 200 kΩ a 10 kΩ con 4 pF di capacità in parallelo verso massa. Impedenza di ingresso con probe per BF: superiore o eguale a 100 kΩ con 15 pF di capacità in parallelo verso massa.
Impedenza di ingresso con probe per BF e divisore di tensione: 1,54 MΩ ± 2% con 5 pF in parallelo verso massa
Imprecisione di misura: per il campo da 0,1 a 20 V: ± 3% + il ± 1% del fondo scala; per il campo da 10 V a 1 kV: ± 3% + il 4% del fondo scala.
Influenza della linearità di frequenza sulla precisione: per il campo da 30 a 300 Hz + 0 — 6% del misurato; per il campo da 300 a 3 MHz + 0 — 2% del misurato; per il campo da 3 MHz a 20 MHz + 0 — 4% del misurato; per il campo da 20 MHz a 230 MHz — 10% del misurato.
Influenza delle variazioni di tensione di rete sulla precisione di misura: come nel caso delle misura di tensione in c.c.
Influenza della temperatura ambiente sulla precisione di misura: come nel caso delle misura di tensione in c.c.
Valore della tensione alternata misurata: efficace (per forma d'onda sinusoidale).
Tensione continua sovrapposta alla alternata sotto misura (polarità negativa a massa): 250 V massimi.

1.3. - Misure delle resistenze

Campo di misura: da 1 Ω a 100 MΩ
Portate di misura: 1÷100; 10÷1000; 100÷10 kΩ; 1÷100 kΩ; 10÷1 MΩ; 100 kΩ÷10 MΩ; 1÷100 MΩ;
Imprecisioni di misura: errore fondamentale ± 0,5% + 0,5 Ω;
Influenza delle variazioni della tensione di rete: nulla data la tensione di alimentazione interna.
Influenza della temperatura: come nel caso della misura di tensione continua.
Tensione di alimentazione e di misura: 1,5 V realizzata con una batteria a secco.

2. - GENERALITÀ

Alimentazione in c.a.: 100÷125; 200÷250 V, 48÷60 Hz
Potenza assorbita: circa 10 V A.
Servizio continuo: previsto per 12 ore al giorno
Limiti di funzionamento climatici: temperatura da 10° a 40 °C umidità relativa ≤ 80%.
Limiti climatici per immagazzinamento: temperatura da — 10 a + 50 °C.
Ingombro: 308 × 213 × 160 mm
Tubi in dotazione: 1-ECC81, 1- STV 85/10, 2 0A6656, 1 - spia al neon 110VK12
Elementi aggiuntivi: probe per la misura di tensioni alternate da 30 kHz a 230 MHz; probe per la misura di tensione alternate da 30 Hz a 1 MHz; divisore di tensione per la banda 30 Hz÷30 kHz nel rapporto 100 a 1 per tensione fino a 1 kV; collegamento di rete di 1,5 m di lunghezza.

2.1. - Complessi aggiuntivi di prova

a) Puntale per alta tensione:
Campo di misura di tensione in c.c.: da 10 a 25 V, suddiviso nelle portate: 100 V, 300 V, 1 kV, 3kV, 10 kV, 30 kV.
Resistenza di ingresso: 1000 MΩ ± 10%
Errore fondamentale di misura: ± 10% del misurato ± 1% del fondoscala.
Rapporto di divisione di tensione: 100 a 1.
Lunghezza: circa 316 mm.
Peso: circa 100 grammi.
b) Aggiuntivo per la misura di correnti continue e alternate;
Campo di misura; da 1μA a 1 A
Portate: 10μA, 30μA, 100μA, 300μA, 1 mA, 3 mA, 10 mA, 30 mA, 100 mA, 0,3 A, 1 A.
Gamma di frequenza di misura: 30 Hz ÷20kHz
Errore di misura fondamentale in c.c.: ±1% ed in più quelli previsti per la misura di tensione in c.c. o in c.a.
Errore di misura in c.a.: da 300μA a 1A ± 1% con l'aiuto dei probe in c.a. per bassa frequenza:
da 100 a 300μA, da — 1% a — 3%;
da 30 a 100μA, da — 3% a — 10%;
da 10 a 30μA, da — 10% a — 25%;
da 1 a 10μA, da — 25 a — 50%.
Influenza delle temperature e delle variazioni di rete: vedi la misura di tensioni in c.c. Caduta di tensione; 0 ÷ 1 V

3. - LO SCHEMA ELETTRICO

È lineare e segue in linea di massima gli schemi convenzionali del nostro mercato. Una ECC81 (tipo 6SL7) doppio

(*) Costruito dalla VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN, di Berlino 0,112.

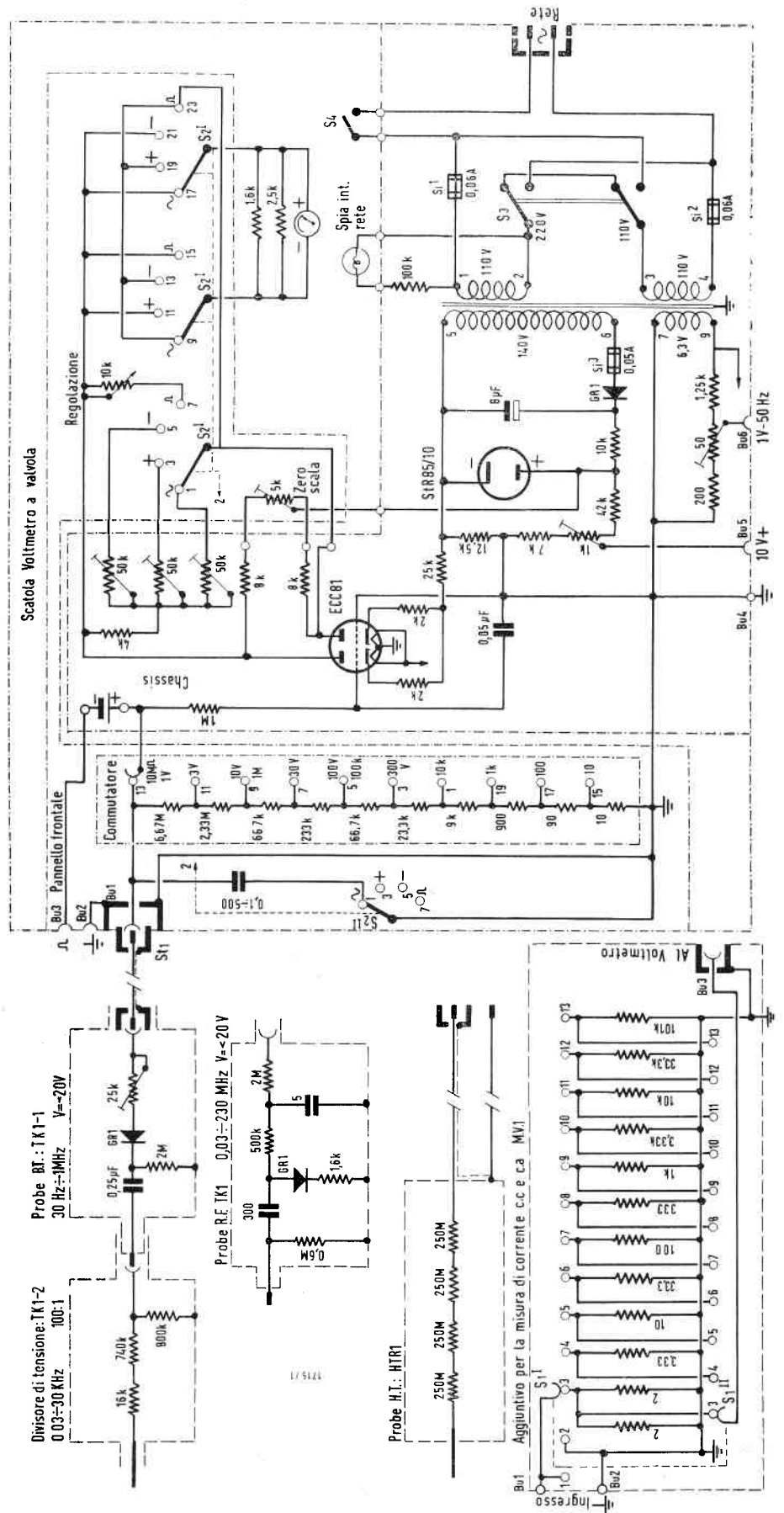



Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro elettronico modello URV1 e degli accessori aggiuntivi di misura.

Un nuovo apparecchio radio ricetrasmittente portatile a transistor è descritto come il più piccolo apparecchio del genere disponibile oggi sul mercato. Denominato «Voice Commander» l'apparecchio ad altissima frequenza con modulazione di frequenza racchiude in un unico contenitore di plastica, ricevitore e trasmettitore. È destinato all'impiego da parte dell'industria, della polizia, dei pompieri ed ovunque si senta la necessità di disporre di un dispositivo di telecomunicazione che pesi poco e possa essere trasportato ed adoperato da singoli individui.

Il « Voice Commander » – realizzato dalla International General Electric – ha dimensioni 9,5 × 5,3 × 1,7 pollici e pesa poco più di tre libbre. L'energia di uscita del suo trasmettitore, che è di 1 watt, e la potenza audio, che è di 300 milliwatt, sono più elevate del normale per piccoli apparecchi radio.

Il « Voice Commander » può essere utilizzato per comunicare non solo con altri apparecchi similani o con stazioni ricetrasmittenti autoportate, ma altresì per inviare messaggi a portatori di ricevitori radio tascabili.

A domanda del committente, il « Voice Commander » può essere fornito con accessori complementari come cuffia, altoparlante pieghevole e piccolo microfono esterno per impieghi particolari. *(g.e.)*

triodo a bassa conduttanza è inserito con i due triodi funzionanti come i bracci inferior i iun ponte di Wheastone. L'alimentazione anodica costituisce pure l'alimentazione del circuito a ponte e viene inserita lungo una delle diagonali. Sull'altra diagonale del ponte è disposto lo strumento di misura.

A differenza di altri si è rinunciato a disporre i bracci fissi, resistivi, del ponte sui catodi dei tubi, essi sono stati invece disposti in placca.

Si è così ottenuta una certa sensibilità nel funzionamento del ponte che ha permesso di realizzare la portata minima di 1 V fondo scala.

Ciò comporta inoltre come ulteriore vantaggio il fatto di impiegare una sola pila da 1,5 V per la prova degli Ω. Si utilizza così un elemento tipo torcia con resistenza interna piuttosto bassa a tutto vantaggio della misura precisa delle resistenze di basso valore di qualche Ω.

I vantaggi della controreazione catodica sono stati però in pratica conservati in quanto in serie ai bracci mobili sono inserite due resistenze che correggono la deriva di zero dello strumento.

Lo zero del ponte viene naturalmente regolato agendo sui bracci fissi mediante un potenziometro da 5 kΩ. Un commutatore a quattro vie quattro posizioni permette: la commutazione di servizio da c.a. a — c.c. + c.c. e Ω; l'inserzione di resistenze variabili di taratura per le posizioni su accennate; l'inserzione di un condensatore di filtro da 0,1 μF in ingresso alla griglia di comando nel funzionamento in c.a. in modo da eliminare ogni traccia di residuo alternato proveniente dai circuiti raddrizzanti dei probe.

Detto condensatore viene naturalmente disinserito nel funzionamento in c.c. allo scopo di ridurre la costante di tempo dello strumento.

Si noti che, allo scopo di ridurre al minimo l'errore fondamentale di taratura, si è introdotto un potenziometro di regolazione del fondo scala dello strumento non solo per il valore + di polarità ma anche per la polarità —.

D'altra parte lo strumento sul retro mette a disposizione per la taratura due tensioni di cui quella in c.c. è campione in quanto ricavata da un partitore tarato e alimentato da una tensione stabilizzata dal tubo STR85/10 di cui è dotato lo strumento.

Si hanno così 10 V tarati almeno all'1 % in c.c. e 1 V in c.a. regolato grossolanamente mediante partitore tarato naturalmente nel grado di stabilità della tensione di rete.

Si tratta di elementi di una certa importanza non solo per la messa a punto dello strumento ma anche per sapere subito al momento, tutte le volte che ciò può essere particolarmente utile, come stanno le cose quando il risultato della misura non appaia sufficientemente attendibile.

Con la disposizione impiegata per le varie portate lo strumento utilizza un solo partitore tarato di 10 MΩ complessivi di valore.

Le stesse commutazioni vengono impiegate per i vari servizi; così si ha, ad esempio, una portata di 100 V e 100 kΩ. Lo strumento si ferma come portate ai 300 V massimi fondo scala.

Il partitore permetterebbe però benissimo in corrispondenza delle portate 10 kΩ i 1000 V fondo scala in c.c. La casa costruttrice non prevede evidentemente tale portata, (che può venir realizzata con il probe A. T.), per esigenza di isolamento verso massa dei componenti dello strumento (puntale, cordone, commutatore ecc.).

In serie al partitore non è previsto il solito MΩ di disaccoppiamento con le capacità del cavetto schermato che viene di solito impiegato nei normali voltmetri a valvola.

Ciò perchè il cavetto speciale schermato impiegato per i collegamenti rende di per sé inutile il disaccoppiamento e il circuito RC di griglia di ingresso (1 MΩ — 50.000 pF) elimina ogni pericolo a questo riguardo.

L'eliminazione di questa resistenza di disaccoppiamento rende d'altra parte possibile l'accoppiamento ai probe di bassa e alta frequenza ed alle scatole di reistenze che permetta le misure di corrente in c.c. e c.a.

Il collegamento avviene infatti mediante uno speciale giunto per cavo coassiale di cui sono muniti tutti i complessi aggiuntivi.

Si tratta di un particolare che tra l'altro rende molto pratiche e rapide, le commutazioni da un servizio all'altro.

I « probe » sono infatti realizzati in un contenitore metallico con una presa femmina tipo coassiale da un lato ed una spina coassiale di dimensioni normalizzate sul fronte. Il divisore di tensione può venir così facilmente preinserito al probe da 30 Hz a 1 MHz così come indicato nello schema.

Anche la cassetta di resistenza per la misura di corrente in c.c. e c.a. viene collegata al voltmetro a mezzo di una presa normalizzata coassiale in cui viene infilato il terminale del cavo coassiale del voltmetro.

Fa eccezione il puntale di A.T. che viene collegato al voltmetro a valvola a mezzo di un cavetto coassiale che termina in una spina coassiale con fermo a vite. In questo modo è impossibile che il terminale si possa sfilare nel corso delle misure e liberare un polo caldo a tensione elevatissima (anche se swattata) non isolato. Il puntale per AT è inoltre provvisto di terminale di massa da collegare allo chassis del T.V.

4. - LA REALIZZAZIONE MECCANICA

Il montaggio di questo strumento è

realizzato con criteri tipicamente professionali.

Lo strumento è di notevoli dimensioni come quadrante e racchiuso posteriormente in una scatola metallica.

I vari componenti sono montati su diversi chassis fra di loro oppurtunamente collegati.

Il commutatore principale è di tipo a isolamento ceramico realizzato con particolare cura per gli scatti di commutazione come mezzi meccanici.

Lo stesso vale come efficienza meccanica per il commutatore di funzionamento.

I tubi sono fissati con una molletta che ne impedisce la fuoriuscita dallo zoccolo.

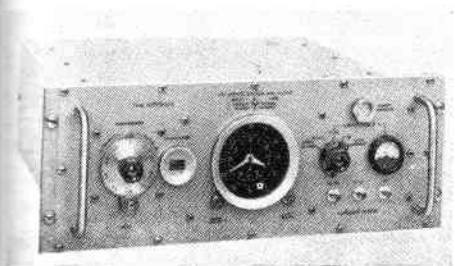
Gli chassis sono realizzati con lamiera robusta e fissati con angolari e piattine in modo da ottenere tra l'altro una buona aereazione.

Il cablaggio è molto raccolto e legato. Ma il particolare che dà più l'impressione di una costruzione professionale è la scelta dei componenti.

Lo stesso vale per gli elementi aggiuntivi probe, puntali AT, scatola di resistenze.

Unica limitazione il fatto che oltre a 30 kHz in c.a. non si possono eseguire misure oltre i 20 V pena la messa fuori funzione del probe.

Ma è ben difficile che si superi questo livello dato che in pratica la R.F. viene misurata su bassa impedenza. Occorre comunque tener presente che si tratta di uno strumento ad un livello di prezzo paragonabile a quello degli strumenti Heath ma con ben diverse prestazioni.

A

Una maggiore precisione può essere ottenuta dagli standard di frequenza con l'uso del nuovo divisore di frequenza costruito dalla Hewlett Packard Co. È il modello 113BR, completamente transistorizzato e in grado di soddisfare le norme MIL-E-16400.

Un nuovo condensatore da 75 V al tantalio solido

La Kemet Company, divisione della Union Carbide Corporation, che già nell'agosto 1958 aveva prodotto il primo condensatore da 50 V al tantalio solido, presenta ora un'unità da 75 V in un involucro rinnovato e di formato ridotto. Il nuovo condensatore ad alta tensione è caratterizzato da una capacità nominale più che doppia della tensione di funzionamento di molti altri condensatori dello stesso tipo attualmente in commercio.

Questa unità da 75 V è il tipo più recente della « J-Series » di condensatori al tantalio solido della Kemet Company, nella quale rientrano anche altri condensatori simili con tensioni di funzionamento di 6, 10, 15, 20, 35 e 50 V. La vendita di questi condensatori è affidata alla Union Carbide Europa S. A. I condensatori della « Serie J » vengono prodotti con involucri metallici a tenuta stagna, di formato ridotto e in 4 misure differenti, che soddisfano alle norme « MIL U.S. ». Sono tutti caratterizzati da una minima dispersione di corrente e da una grande durata, anche in condizioni di esercizio particolarmente sfavorevoli, come valori estremi di temperatura ed umidità e esposizione a vibrazioni ed urti.

I condensatori Kemet della « Serie J » sono fabbricati con polvere di tantalio estremamente pura, che è pure prodotta dalla Union Carbide. È così possibile mantenere sotto rigoroso controllo ogni fase della lavorazione, dalla preparazione della materia prima all'allestimento del prodotto finito, in maniera da ottenere un pezzo di sicuro affidamento, requisito indispensabile per la più delicate applicazioni elettroniche.

(*u. c.*)

La Eico presenta un adattatore multiplex MX-99 di buone caratteristiche con soppressione completa di tutti i segnali spuri che possono degradare la riproduzione acustica del segnale ricevuto. Viene fornito in forma di scatola di montaggio o già cablato, per impiego con complessi FM Eico (HFT-90, HFT-92, ST-96).

Costituita dalla CGS e dalla Cambridge ICL la Cambridge-CGS S.p.A.

La Società Istrumenti di Misura C. G. S. di Milano-Monza e la Società Cambridge Instrument Company Limited di Londra hanno concluso negli scorsi giorni un accordo per costituire in misura paritetica fra esse una Società che sarà denominata « Cambridge - C. G. S. - S.p.A. » ed avrà sede in Casoria (Napoli), dove sarà costruito uno stabilimento per la fabbricazione di strumenti di misura di controllo e di regolazione, meccanici, elettrici, elettronici e pneumatici.

La costituenda Società Cambridge C. G. S. si avvarrà della grande esperienza e della capacità realizzatrice della Cambridge e della C. G. S.; due Società che godono di un largo prestigio negli ambienti tecnici ed industriali di molti Paesi. La Cambridge ha avuto le sue origini da un gruppo di aziende fondate oltre 80 anni fa da Sir Horace Darwin e ha fruito della collaborazione di molti insigni scienziati ed ingegneri elettrotecnici per sviluppare la costruzione di strumenti scientifici ed industriali per la misura ed il controllo. La sua attuale produzione si sviluppa negli stabilimenti della Società in Inghilterra e in altri dislocati all'estero.

La produzione della Cambridge C.G.S. sarà destinata, oltre che al mercato italiano anche a quelli dei vicini Stati stranieri e le vendite saranno effettuate anche tramite la Ditta Ing. Taragni & C., da molti anni Agente per l'Italia della Cambridge Instrument Company.

La costruzione del nuovo stabilimento di Casoria sarà iniziata al più presto e

secondo le previsioni dei tecnici l'avvio della produzione dovrebbe verificarsi per la fine del 1962.
Con questa iniziativa — che si inquadra nelle direttive tracciate dalla SOCIETÀ ITALIANA PER LE STRADE FERRATE MERIDIONALI, principale Azionista della C. G. S. — la stessa C. G. S. effettua un ulteriore concreto apporto allo sviluppo industriale del Mezzogiorno d'Italia, dopo quello costituito dallo stabilimento « Giancarlo Vallauri », che funziona ormai da circa due anni, sempre nel territorio del Comune di Casoria. *(v. o.)*

Un elaboratore elettronico con 2 tipi di memorie: a nuclei e a tamburo

Mentre si compie il decimo anniversario dell'entrata in funzione del primo complesso per l'elaborazione elettronica a scopi pratici che sia stato prodotto nel mondo — infatti l'Univac I è in funzione dal 1951 presso l'Ufficio Censimenti degli Stati Uniti, per 24 ore al giorno e per l'intera settimana senza interruzione — a New York, il Vice-Presidente e Direttore Generale della DIVISIONE UNIVAC della SPERRY RAND CORP., J. W. Schnackel, ha annunciato la produzione dell'elaboratore elettronico Univac Solid-State II (USS II) dotato di un nuovo tipo di memoria operativa costituita dall'unione di una memoria a tamburo e di una memoria a nuclei magnetici. Il Solid-State II è stato così denominato perchè non è altro che il nuovo passo di ampliamento del complesso modulare Solid-State Standard e quindi della sua versione STEP, a schede perforate 80-90 colonne, dopo quello della sincronizzazione dei nastri magnetici e, di quest'ultima versione, è la diretta e logica estensione.
Con l'USS II, il quale presuppone necessariamente la presenza di unità a nastro magnetico, si viene a disporre dell'ampia capacità di memoria propria delle memorie a tamburo, accompagnata dall'altissima rapidità di lavoro della memoria a nuclei nonchè dalla semplicità di programmazione da quest'ultima consentita. In particolare, con una sola istruzione l'USS II provvede al trasferimento di 2.200 caratteri dalla memoria a nuclei al tamburo e viceversa, nel tempo di 1,5 microsecondi per cifra.
L'USS II costituisce un ulteriore potenziamento della serie Univac Solid-State, serie che è fatta su misura, « custom made » in quanto non occorre che l'utente adatti i propri problemi e le proprie esigenze alla capacità e alle possibilità della macchina; al contrario, è il complesso ad adeguarsi alle esigenze dell'Azienda.
L'USS II presenta ovviamente maggiore versatilità e maggiori riserve di capacità e possibilità di quelle già notevoli dell'USS Standard o dello STEP: la capacità di memoria può giungere fino a 110.880 caratteri (complessivamente per la memoria a nuclei e per il tamburo); fino a 20 possono essere le unità a nastri magnetici collegate al complesso, in modo da consentire operazioni di lettura e scrittura simultanee. I tecnici americani affermano che l'USS II è il complesso « che può crescere con gli affari » « which can grow with business » a mano a mano che aumentano le esigenze dell'utente questi può aggiungere nuove unità al complesso o potenziare le unità basilari.
L'USS II non viene a sostituire l'USS Standard o lo STEP, che continuano ad essere prodotti in tutte le loro versioni, ma ne rappresenta una possibile ed efficace integrazione, consentendo di ottenere la flessibilità, la capacità e la velocità dei grandi elaboratori ad un costo contenuto al livello dei calcolatori di medio tipo.
Inoltre l'USS, con il montaggio delle memorie e l'aggiunta delle unità collegabili desiderate, può essere trasformato in USS II. Anche passando dal potenziale di un SS Standard a quello di un USS II non è necessario riprogrammare i lavori: il rassemblaggio o una nuova assegnazione delle posizioni di memoria possono accelerare la uscita dei dati. *(i. s.)*

Un alimentatore di tensioni continue, con bassa ondulazione, di cui è possibile anche l'impiego quale dispositivo di carica per batterie, viene costruito dalla EICO. E' fornito per le tensioni 0...8V, 10A servizio continuo, e 0...16V, 6A servizio continuo, in scatola di montaggio o già cablato.

Impianto elettronico di accensione per automobili

La sezione DELCO-REMY della GENERAL MOTORS CORPORATION sta collaudando su larga scala un impianto di accensione elettronico, parzialmente transistorizzato, per automobili, nel quale sono stati eliminati il condensatore e le puntine comuni agli attuali impianti a spinterogeno.
L'eliminazione di queste delicate parti dell'impianto di accensione, che spesso bloccano un autoveicolo senza ragione apparente, ridurrà la manutenzione delle automobili e permetterà all'industria elettronica di invadere un settore quanto mai proficuo come quello automobilistico.
Uno dei modelli-pilota preparati dalla DELCO-REMY ha già funzionato per 5.000 ore senza alcun inconveniente o manutenzione. *(u. s.)*

Interruttore telefonico ultrarapido

Gli scienziati della BELL TELEPHONE LABORATORIES hanno ideato un interruttore che funziona ad una velocità mille volte superiore a quella dei dispositivi attualmente in uso.
Il congegno, che sarà adottato nelle centrali telefoniche della rete BELL SYSTEM, è denominato « ferreed », dalla contrazione di « ferrite » (ossido di ferro) e di « reed » (pagliuzza). Quando è in funzione, per cinque milionesimi di secondo, viene immessa corrente in un avvolgimento sistemato intorno ad una barretta di ferrite

NEL QUADRO di un programma atto a rendere sempre più efficiente la propria Organizzazione commerciale periferica l'EUROPHON ha inaugurato la nuova sede di Torino in via Artisti 31Bis.

Molto stile, molto buon busto. Una sede segna del successo dell'EUROPHON.

Ampie vetrine accolgono in esposizione la vasta gamma di prodotti radio-televisivi mentre grandi magazzini consentono il più completo rifornimento del Piemonte.

Particolare cura è stata posta nell'allestimento dei laboratori dove funziona una servizio di assistenza tecnica altamente qualificato. *(a)*

e cobalto, sì da sviluppare l'energia magnetica occorrente per avvicinare due cannuccie di ferro-nichel e, quindi, per chiudere un circuito.

Le barrette, racchiuse in un tubo di vetro, resteranno da questo momento accostate senza bisogno di altra energia, e potranno aprirsi solo con l'applicazione di una corrente della stessa durata di quella adoperata per avvicinarle. *(u. s.)*

Diamanti (semiconduttori) per applicazioni spaziali

Per la prima volta sono stati fabbricati nel laboratorio della GENERAL ELECTRIC Co. diamanti semiconduttori di elevate caratteristiche.

Le pietre azzurrine, che troveranno estese applicazioni nell'industria elettronica per la loro resistenza eccezionale alle sollecitazioni meccaniche e termiche, vengono preparate con grafite e impurità di boro, berillio o alluminio. Sono queste traccie che conferiscono ai diamanti le proprietà di semiconduttori. La miscela viene trasformata in diamanti, sottoponendola a pressioni di circa 70.000 atmosfere e a temperature dell'ordine dei 1090 gradi centigradi.

I semiconduttori, cioè i materiali in grado di regolare il passaggio dell'elettricità, sono adoperati per gli elaboratori elettronici, i sistemi di guida per i veicoli spaziali e i ricevitori radiotelevisivi. I diamanti semiconduttori naturali sono estremamente rari e quindi la scoperta degli scienziati della GENERAL ELECTRIC potrà essere utilizzata per la fabbricazione in serie di questo prezioso materiale elettronico. *(u. s.)*

Circuiti e parametri fondamentali dei transistori

(parte terza di tre parti *)

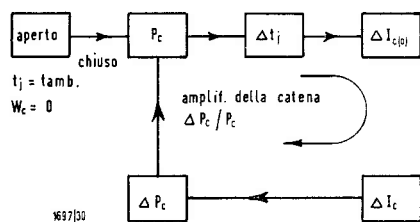



Fig. 27 - Nell'interno del transistore può aver luogo una reazione termica positiva che può provocarne la distruzione.

4. - STADI FINALI PUSH-PULL, CLASSE B

Dato il valore generalmente basso della potenza massima dissipabile nei transistori, per ottenere la massima potenza di uscita si tende ad impiegare questi ultimi al limite delle loro possibilità. Per questo motivo, lo stadio finale di potenza di un amplificatore, viene solitamente realizzato con due transistori montati in push-pull, in quanto con questo montaggio si riesce ad ottenere un maggior rendimento. In linea di principio, lo stadio finale in push-pull potrebbe lavorare in classe *A*; il carico da collettore a collettore risulterebbe doppio di quello previsto per un solo transistore; tuttavia, l'elevato consumo di corrente anche in assenza di segnale ed il basso rendimento ottenibile (50% max) ne sconsigliano l'adozione specialmente per gli apparecchi alimentati a batteria.
In pratica risulta quindi molto più conveniente il montaggio in push-pull con funzionamento in classe *B*. In questo caso infatti l'assorbimento di corrente in assenza di segnale è molto limitato, mentre la massima potenza ottenibile all'uscita è circa cinque volte più elevata della massima potenza dissipabile nel collettore di ciascun transistore.
Il tendimento teorico massimo ottenibile con uno stadio in push-pull classe *B* è il 78%; in pratica si riesce a raggiungere il 75% senza eccessive difficoltà.

4.1. - Instabilità termica

Nei circuiti preamplificatori, o comunque previsti per funzionare con segnali di ampiezza limitata, non è solitamente necessario prendere in considerazione eventuali fenomeni di instabilità provocati dalla dissipazione interna del transistore o dall'aumento della temperatura ambiente. Tuttavia, quando si impiegano transistori di maggior potenza, con tensioni di alimentazione più elevate, il pericolo di un eventuale danneggiamento del transistore per eccessivo aumento della sua temperatura interna deve essere considerato attentamente. Ciò impone di fissare nuovi limiti alle posizioni estreme che può assumere il punto di lavoro del transistore nelle condizioni di funzionamento previste. La fig. 27 mostra chiaramente come possa aver luogo all'interno del transistore una *reazione termica positiva* che può provocarne la distruzione.
Se il guadagno della catena di reazione risulta maggiore dell'unità, la corrente di collettore continua ad aumentare fino ad assumere un valore proibitivo o, quanto meno, fino a portare il transistore in saturazione annullandone la funzione amplificatrice.
Subito dopo la chiusura dell'interruttore, la dissipazione interna del transistore (P_c) provoca un aumento (ΔT_j) della temperatura della giunzione rispetto all'ambiente circostante. A sua volta, questo aumento di temperatura provoca un aumento della corrente di collettore a causa della dipendenza delle correnti inverse di saturazione I_{co} ed I'_{co} dalla temperatura. Il nuovo aumento di corrente è causa, all'interno del transistore, di ulteriore dissipazione (tanto più elevata quanto più alta è la tensione di alimentazione). L'incremento relativo di potenza dissipata sarà allora $\Delta P_c/P_c$ ed, essendo positivo, quando il guadagno della catena di reazione è maggiore dell'unità, provocherà inevitabilmente la distruzione della giunzione per eccessivo riscaldamento.
È bene inoltre tener presente che se la serie degli incrementi di P_c è rappresentata da valori lentamente decrescenti (guadagno di reazione di poco inferiore all'unità), può accadere che il transistore, spostando progressivamente il suo punto di lavoro nel senso crescente della corrente, oltrepassi la zona di massima dissipazione (limitata da un'iperbole equilatera nel piano della caratteristica $I_c = f(V_{ce})$) raggiungendo internamente una temperatura alla giunzione superiore alla massima ammissibile.
Quindi per assicurare la stabilità termica del transistore, è necessario che il guadagno della catena di reazione sia molto inferiore all'unità (generalmente 0,2-0,3), in altre parole occorre che la serie degli incrementi di P_c sia rapidamente convergente.
La variazione della corrente di collettore causata dalla temperatura è quella dovuta essenzialmente alla corrente di dispersione I'_{co}, perciò:

$$\Delta I_{cq} = K \cdot \Delta I'_{co}$$

in cui $\Delta I'_{co}$ è la variazione della corrente di dispersione I'_{co} da 25 °C alla massima temperatura di funzionamento In realtà ΔI_{cq} dipende anche dal circuito di polarizzazione.

(*) La prima parte di questo articolo è stata pubblicata nel settembre 1961, n. 9, pag. 402... 412; la seconda parte è stata pubblicata nell'ottobre 1961, n. 10, pag. 460... 467. Ad esse rinviamo per le citazioni delle figure da 1 a 26b e per le tabelle da 1 a 4.

La temperatura della giunzione T_j è legata alla dissipazione del collettore ed alla resistenza termica del transistori Θ, espressa solitamente in °C/mW. Per l'OC70 e OC71, θ vale circa 0,4 °C/mW. Allora:

$$\Delta T_j = T_j - T_{amb\,(max)} = \theta\, P_c$$

La formula che riassume praticamente la condizione di stabilità del transistore è la seguente:

$$V_{cc} \cdot K \cdot \theta \cdot \Delta I'_{co} < \Delta T_j$$

che è quella solitamente utilizzata, almeno in prima approssimazione, per il progetto dei circuiti a transistori.

5. - STADIO CON DUE TRANSISTOR IN PUSH-PULL, CLASSE B

La similitudine tra la caratteristica di uscita del transistore a giunzione e quella di un pentodo convenzionale può essere utilmente sfruttata nel progetto degli stadi finali in push-pull. Mentre per il tracciamento della retta di carico si procede in modo analogo a quanto si fà con le comuni valvole, per il sistema di polarizzazione dei transistori è necessario prendere particolari accorgimenti, in quanto questi differiscono notevolmente dalle valvole per ciò che riguarda la caratteristica d'ingresso.
Date le notevoli variazioni dell'intensità della corrente richiesta dallo stadio in push-pull, la resistenza interna dell'alimentatore dovrà essere, sia per gli stadi a valvola che per quelli a transistori, la più bassa possibile.

5.1. - Scelta del tipo di montaggio

Fra i tre montaggi possibili del transistore, il collegamento con emettitore comune (fig. 28), è quello più diffusamente impiegato a causa del maggior guadagno di potenza che esso consente di ottenere.
Per avere una buona prestazione da uno stadio in push-pull è necessario che la caratteristica $I_c = f(I_b)$ si mantenga il più possibile rettilinea anche per correnti di collettore di valore elevato.
Inoltre, per assicurare la simmetria delle due alternanze del segnale di uscita, i transistori dovranno essere selezionati in modo da contenere entro limiti ragionevoli le differenze tra i coefficienti di amplificazione di corrente e le rispettive correnti invsere di saturazione I'_{co}.
I vari tipi di transistori che si prestano ad essere impiegati negli stadi di uscita in push-pull, vengono generalmente forniti in coppia dopo essere stati selezionati tenendo presenti le esigenze sopra accennate.
I montaggi con collettore comune e con base comune dànno minor guadagno in potenza introducendo tuttavia un tasso di distorsione inferiore a quello che generalmente si ha col montaggio con emittitore comune. Essi vengono generalmente adottati con quei transistori che presentano un notevole coefficiente di amplificazione. Nel montaggio con base comune risulta più elevata l'impedenza di uscita, mentre col montaggio con collettore comune l'impedenza di uscita risulta dello stesso ordine di grandezza dell'impedenza di carico. Quest'ultimo sistema di utilizzazione del transistore offre, rispetto agli altri due, una miglior prestazione sia per quanto riguarda lo smorzamento delle eventuali oscillazioni di risonanza dell'altoparlante, sia per la risposta ai transitori. La disposizione del carico in serie all'emettitore provoca una controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata e ciò conferisce al montaggio una migliore caratteristica per quanto riguarda la stabilità termica e la distorsione armonica del segnale. Tuttavia, rispetto al montaggio con emettitore comune, esso presenta lo svantaggio di avere una sensibilità notevolmente inferiore e di richiedere perciò, a parità di amplificazione complessiva, uno stadio di preamplificazione in più.

5.2. - Tensione di alimentazione

La tensione di alimentazione deve essere la più elevata possibile compatibilmente con valori limite indicati dal costruttore. Per una determinata potenza di uscita, il cui valore per altro è condizionato dalla capacità massima di dissipazione del transistore, la resistenza di carico risulterà tanto più elevata quanto maggiore è la tensione di alimentazione. Contemporaneamente, aumenterà il guadagno di potenza mentre la corrente di picco nel collettore, non dovendo raggiungere valori molto elevati, si manterrà entro la zona di linearità del coefficiente di amplificazione di corrente.
Tuttavia, l'impiego di elevate tensioni di alimentazione, comporta un aumento della potenza dissipata in assenza di segnale col conseguente pericolo dell'instabilità termica dei transistori; ciò può essere ovviato prendendo particolari precauzioni tendenti ad assicurare un elevato grado di stabilità del circuito.
D'altro canto, quando si lavora con una bassa tensione di alimentazione è necessario, a parità di potenza, ridurre il valore della resistenza di carico ed aumentare invece quello della corrente di picco nel collettore. Ciò comporta il rischio di sconfinare nella zona di non linearità della caratteristica $I_c = f(I_b)$ e perciò il limite inferiore della tensione di alimentazione è condizionato dal valore massimo della corrente di collettore per il quale è ancora garantita una soddisfacente linearità della caratteristica sopra menzionata. Nel montaggio con collettore comune, il guadagno di potenza è praticamente indipendente dal carico e quindi anche dalla tensione di alimentazione.

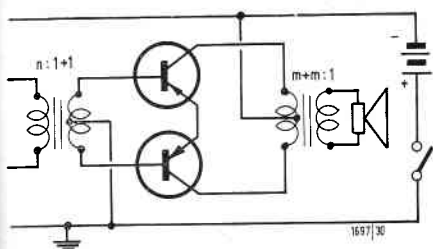



Fig. 28 - Stadio finale in push-pull; sono indicati i rapporti spire del trasformatore pilota e di uscita.

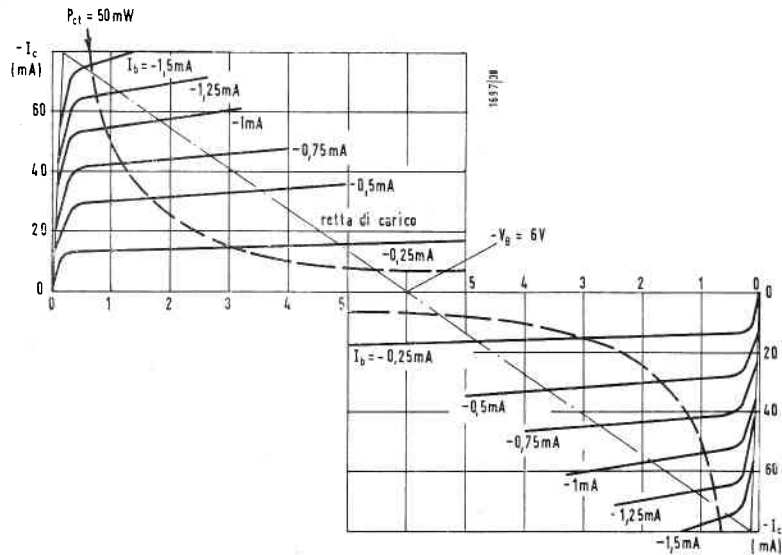



Fig. 29 - Costruzione della retta di carico per due transistori OC 72 montati in uno stadio pushpull con emettitore comune. La tensione al collettore ammonta a — 6 V.

5.3. - Resistenza di carico

La tensione di alimentazione scelta e la massima potenza dissipabile nel collettore impongono un limite inferiore al valore della resistenza di carico R_L di ciascun transistore (che è uguale ad 1/4 della resistenza di carico totale da collettore a collettore). Negli stadi in push-pull classe *B*, pilotati con segnale sinusoidale, la massima potenza dissipata nel transistore ha luogo quando la potenza di uscita è circa 4/10 di quella massima prevista. Per esser certi che la potenza dissipata nel transistore non superi il valore massino consentito, la resistenza di carico R_L per transistore non deve essere inferiore a:

$$R_L \geqq \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 \cdot P_c}$$

dove P_c è la massima potenza dissipabile in ciascun transistore alla massima temperatura ambiente alla quale è previsto che debba funzionare il circuito.

Il valore sopra indicato resta valido fintanto che la potenza dissipata nel transistore, in assenza di segnale, è trascurabile rispetto a quella che si verifica durante il funzionamento. Se questa condizione non è soddisfatta, il valore di P_c da inserire nella formula deve essere ulteriormente diminuito di circa 1/4, rispetto al valore precedentemente stabilito, tenendo conto della massima temperatura ambiente di funzionamento. La resistenza di carico così determinata può essere utilizzata per tracciare la retta di carico sulle caratteristiche di uscita come indica la fig. 29. In essa, vien fatto di notare che la retta di carico attraversa l'iperbole di massima dissipazione e perciò durante una frazione di periodo del segnale la potenza istantanea nel transistore supera il valore massimo ammissibile. Tuttavia, per frequenze superiori a 10 Hz, il suddetto periodo è molto inferiore alla costante termica del transistore per cui, con il valore di R_L calcolato come sopra, la potenza media dissipata nel transistore non supera il valore massimo ammissibile per qualsiasi valore della tensione sinusoidale di pilotaggio.

La massima potenza di uscita può essere calcolata conoscendo il valore della resistenza di carico e l'ampiezza massima dell'oscillazione della tensione di collettore.

Quest'ultima è data dalla differenza tra la tensione di alimentazione (V_{cc}) e la tensione di ginocchio (V_K) della caratteristica di uscita del transistore $I_c = f(V_{ce})$. La formula della potenza di uscita è pertanto:

$$P_o = (V_{cc} - V_K)^2/2\,R_L.$$

5.4. - Trasformatore di uscita

Siccome ogni transistore conduce corrente soltanto per un semiperiodo, la presenza di uno dei transistori di uno stadio in push-pull non ha alcuna influenza sul carico visto dall'altro. Supposto di aver un rapporto spire (m + m) : 1 nel trasformatore di uscita, il carico in alternata per ciascun transistore, risulterà uguale alla resistenza dell'avvolgimento primario sommato con la resistenza secondaria (dell'avvolgimento e del carico) moltiplicata per m²; questa quantità dovrà risultare uguale al valore di R_L precedentemente cal-

colato. Negli stadi in push-pull classe B conducendo i transistori alternativamente, non si verifica nel trasformatore la compensazione del flusso alternativo e perciò l'avvolgimento primario deve essere dimensionato in modo che non si verifichi la saturazione del nucleo magnetico anche per il massimo valore di picco della corrente primaria. Inoltre, dato l'elevato valore della corrente e la bassa tensione di alimentazione, la resistenza R_p dell'avvolgimento primario deve essere la più bassa possibile.

5.5. - Corrente di riposo

Un amplificatore progettato nel modo fin qui descritto garantisce una riproduzione sufficientemente lineare del segnale d'ingresso soltanto ai livelli più elevati della corrente di collettore mentre per le correnti di piccola intensità esso introduce una notevole distorsione e ciò in particolare, nel montaggio del transistore con emettitore comune. La suddetta distorsione è dovuta al rapido aumento della resistenza d'ingresso in corrispondenza dei bassi valori della corrente di emettitore. Infatti, la resistenza d'ingresso è funzione della resistenza di emettitore, che è inversamente proporzionale alla corrente di emettitore.

In questo caso, per bassi livelli di segnale, la resistenza d'ingresso può diventare dello stesso ordine di grandezza della resistenza di uscita dello stadio pilota, provocando in tal modo una rapida diminuzione della corrente d'entrata ed una distorsione del segnale causato dalla maggior curvatura della caratteristica d'ingresso in corrispondenza dei bassi valori di corrente. La distorsione introdotta dalle cause sopradette può essere eliminata, come si fà nel caso delle valvole, applicando una debole polarizzazione su entrambi i transistori in modo da far circolare in essi una corrente di riposo di valore opportuno. Questa viene scelta in modo da far lavorare ciascun transistore lungo il tratto della caratteristica d'ingresso che presenta una minor curvatura.

La suddetta polarizzazione viene ottenuta per mezzo di un partitore di tensione (fig. 30). A questo proposito, è bene notare che una delle resistenze del partitore si trova costantemente in serie con l'ingresso del transistore cui è applicato il segnale e richiede perciò che, a parità di corrente d'ingresso, sia aumentata l'ampiezza della tensione disponibile all'uscita del trasformatore pilota. Con riferimento alla fig. 30, la resistenza interessata è la R_2, la quale deve essere scelta di valore più basso possibile compatibilmente con il massimo valore di corrente che può circolare nel partitore. Gereralmente R_2 risulta dello stesso ordine di grandezza della resistenza d'ingresso del transistore ($V_{be\,(picco)}/i_{b\,(picco)}$).

Fig. 30 - Polarizzazione di uno stadio finale push-pull con emettitore comune.

5.6. - Requisiti dello stadio pilota

Nei circuiti a valvole il principale requisito cui deve soddisfare lo stadio pilota è quello di garantire una sufficiente ampiezza della tensione di uscita da applicare alle griglie delle valvole finali.

Gli stadi pilota a transistore devono invece soddisfare a tre requisiti fondamentali. Per prima cosa, devono poter fornire una sufficiente corrente di pilotaggio, ed in secondo luogo anche una sufficiente tensione; entrambe sono necessarie per compensare le tolleranze di produzione dei transistori finali. Infine, l'impedenza d'uscita deve essere sufficientemente elevata per garantire un pilotaggio in corrente (fatta eccezione per gli stadi con collettore comune, nei quali la controreazione introdotta dal carico provvede essa stessa a limitare la distorsione del segnale e consente quindi un pilotaggio a bassa impedenza).

Supposto di aver scelto il montaggio con emettitore comune, il valore della corrente di picco di collettore è dato da:

$i_{cp} = (V_{cc} - V_k)/R_L$

Dai dati pubblicati si ricavano i corrispondenti valori della corrente di picco nella base e della tensione di picco base-emettitore mediante i quali si dimensiona lo stadio pilota col relativo trasformatore fissando: 1) il rapporto di trasformazione, 2) la corrente di riposo, 3) l'impedenza di uscita.

5.7. - Rapporto di trasformazione (stadio pilota)

Dopo aver ricavato i valori della tensione di picco all'ingresso (v_{bp}) e della corrente di base (i_{bp}) dalle curve caratteristiche del transistore, la tensione di picco che deve essere disponibile sul secondario del trasformatore pilota è data da:

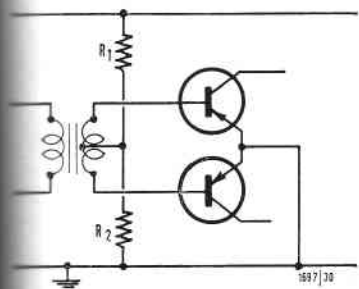
$v = v_{bp} - V_{bp} + i_{bp} \cdot R_b$

in cui V_{bp} è la tensione di polarizzazione in continua applicata sulla base mediante il partitore ed R_b la resistenza posta in serie nel circuito di base, che è uguale alla resistenza di metà secondario del trasformatore di uscita sommata con la resistenza del ramo inferiore del partitore (R_2) (fig. 30).

Lo stadio pilota è normalmente polarizzato in classe A, per cui la massima tensione di picco disponibile ai capi del primario del trasformatore, è data dalla tensione di alimentazione diminuita della caduta di tensione (c.c.) provocata dalle resistenze inserite nel circuito (resistenza dell'avvolgimento + resistenza sull'emettitore).

In questo caso si avrà:

$v_{cp\,(prim)} = V_{cc} - V_R - V_k$

dove V_R è la caduta di tensione continua sulle resistenze e V_k è la tensione di ginocchio del transistore. Solitamente per lo stadio pilota V_R è compresa tra 1/3 ed 1/6 della tensione di alimentazione.

Il rapporto di trasformazione tra il primario e metà secondario ($n : 1 + 1$) risulta allora:

$$n = v_{cp} \, (_{prim.})/v$$

5.8. - Guadagno

Se indichiamo con R'_{in} la resistenza di ingresso (per segnali forti) del transistore d'uscita [1], il carico riflesso sul collettore del transistor pilota è $R_L = n^2 \cdot R'_{in}$. Inserendo questo valore nella formula riportata nella Tabella 2[2], si può calcolare il guadagno dello stadio.

5.9. - Corrente continua di polarizzazione dello stadio pilota

Stabilito il rapporto di trasformazione del trasformatore pilota ($n : 1 + 1$) si calcola il valore della corrente di picco che deve circolare nel primario:

$$i_{1p} = i_{bp}/n.$$

Funzionando lo stadio in classe A, la la corrente di riposo del collettore dovrà essere almeno uguale alla corrente di picco primaria sopra determinata. Generalmente, per evitare che si possa verificare una distorsione del segnale la corrente di riposo si sceglie di valore un poco più elevato. Il circuito di polarizzazione dello stadio pilota deve pertanto essere dimensionato in modo che nel collettore circoli, in assenza di segnale, la corrente suddetta.

5.10. - Impedenza di uscita dello stadio pilota

In relazione alla corrente ed alla tensione di riposo scelte per lo stadio pilota, il transistore presenterà una resistenza di uscita R'_{uscita} il cui valore può essere ricavato come indicato nella Tabella 2. La resistenza interna dello stadio pilota vista dai transistori di uscita è allora R'_{uscita}/n^2, e detto valore dovrà risultare almeno doppio dell'impedenza d'ingresso del transistore finale al fine di assicurare un pilotaggio in corrente e quindi una bassa distorsione del segnale amplificato.

Se R'_{uscita}/n^2 non ha un valore sufficiente, si dovrà ridurre il rapporto di trasformazione; ciò comporta di aumentare il valore della corrente di riposo ma questa soluzione può introdurre il pericolo di instabilità alle temperature ambiente elevate. Sovente, per ridurre la distorsione del segnale di uscita, si ricorre alla controreazione, ma anche questa non risulta sempre sufficientemente efficace a causa del basso guadagno del transistore in presenza di segnali di piccola intensità.

5.11. - Requisiti dello stadio pilota quando i transistori finali sono montati con base comune

Essenzialmente valgono le stesse considerazioni svolte per lo stadio con emettitore comune. Tuttavia, a causa del basso guadagno di corrente del transistore montato con base comune, lo stadio pilota dovrà fornire una corrente di picco molto più elevata che nel caso precedentemente esaminato.

5.12. - Requisiti dello stadio pilota quanto i transistori finali sono montati con collettore comune

Si verifica in questo caso l'opposto di quanto detto sopra. Infatti, pur conservando il transistore un guadagno di corrente essenzialmente uguale a quello dello stadio con emettitore comune, il guadagno di tensione è nullo; conseguentemente lo stadio pilota deve fornire una tensione di pilotaggio molto più elevata.

6. - EFFETTI DELLA TEMPERATURA

I transistori sono particolarmente sensibili alle variazioni della temperatura. Infatti, ogni variazione della temperatura nella giunzione del transistore provoca un aumento della corrente di collettore dovuto, sia alle variazioni della tensione V_{be} che all'aumento della corrente di dispersione I'_{co}.

Progettato lo stadio finale in base alle caratteristiche medie del transistore, ci si deve assicurare che, con un transistore con coefficiente di amplificazione più elevato e con più elevata I'_{co}:

1) la dissipazione nel transistore, in assenza di segnale, si mantenga entro i limiti di sicurezza del transistore, ossia che si possa ottenere la potenza utile in uscita senza superare la massima dissipazione ammissibile nel transistore alla massima temperatura ambiente di funzionamento prevista;

2) non si verifichi l'instabilità termica del transistore.

Il momento più critico per l'instabilità termica si verifica quando, alla masima temperatura ambiente prevista, dopo che la dissipazione nel collettore del transistore ha raggiunto circa i 4/10 della massima potenza di uscita, venga tolto improvvisamente il segnale.

D'altra parte, se si sceglie una corrente di riposo troppo bassa, la distorsione del segnale ai bassi livelli può diventare intollerabile. In particolare, il fenomeno è tanto più rilevante quanto più bassi sono il coefficiente di amplificazione del transistore, la temperatura ambiente e la tensione di batteria (quando quest'ultima è alla fine della sua durata utile).

Alla luce delle considerazioni precedentemente esposte, diventa perciò necessario stabilire una soluzione di compromesso e modificare il sistema originario di polarizzazione in modo da garantire il più possibile un corretto funzionamento dello stadio compatibilmente con le condizioni di assoluta stabilità termica dei transistori. La tecnica generalmente seguita per ottenere quanto richiesto consiste:

a) nel sostituire la resistenza R_1 del partitore (fig. 30) con un potenziometro col quale si regola di volta in volta la

---

(1) R'_{in} può essere determinata come segue:

$$R'_{in} = \frac{(v_{bp} - V_{bp})}{(i_{bq})}$$

in cui V_{bq} è la tensione di polarizzazione in continua dei transistori finali, mentre v_{bp}, i_{bp} sono la tensione e la corrente di picco necessarie per ottenere nel collettore la corrente i_{cp} precedentemente determinata.

(2) Vedi nel fascicolo di settembre, 1961 **n. 9**, pagina 408.

Tabella 5

Caratteristiche dei transistori OC72 in coppia

Differenza tra le tensioni d'ingresso per — $I_c = 1{,}5$ mA	$\Delta V_{be} \leqq 40$ mV
Rapporto massimo tra i coefficienti di amplificazione di corrente α' per — $I_c = 80$ mA e — $I_c = 10$ mA:	$\alpha'_1/\alpha'_2 \leqq 1{,}35$

Dati di funzionamento di due transistori OC72 in push-pull

Tensione di alimentazione	— 4,5 V	— 6 V
Corrente di riposo nel collettore	2 × 1,0 mA	2 × 1,5 mA
Resistenza interna dello stadio pilota	> 2,5 kΩ	> 1,0 kΩ
Resistenza di carico da collettore a collettore	160 Ω	290 Ω
Guadagno di potenza	20 dB	24 dB
Potenza di uscita	200 mW	200 mW
Distorsione armonica totale	10 %	10 %

corrente di riposo nella coppia dei transistori finali,

b) nel disporre, in parallelo alla resistenza R_2, del partitore, una resistenza a coefficiente di temperatura negativo (termistore *NTC*) atto a compensare le variazioni della temperatura ambiente.

c) nel mantenere fisse le resistenze del partitore accettando ulteriori restrizioni del campo di variazione tollerabile della temperatura ambiente o limitando a valori più bassi la potenza utile in uscita

d) nell'inserire sul ramo comune degli emettitori una resistenza di controreazione che aumenti la stabilità termica dello stadio.

7. - ESEMPIO DI CALCOLO DI UNO STADIO FINALE IN PUSH-PULL PER UNA POTENZA DI USCITA DI 200 mW

Nella Tabella 5 sono riportati i dati caratteristici della coppia di transistori OC72, appositamente selezionati per essere impiegati negli stadi finali in push-pull.

Essendo la corrente di riporto relativamente bassa rispetto a quella di picco in funzionamento normale, lo studio grafico del circuito può farsi disponendo le due caratteristiche rovesciate una rispetto all'altra e orientate simmetricamente rispetto al punto dell'asse delle tensioni corrispondente alla tensione di alimentazione V_{cc}. Sul piano delle caratteristiche si traccerà quindi la retta di carico R_{cc} passante per il punto V_{cc} (= 6 V) (fig. 29).

Il carico su ciascun collettore corrispondente alla massima potenza di uscita ottenibile è:

$$R_L = \frac{V^2_{cc}}{\pi^2 \cdot P_c\,(_{max})} = \frac{6^2}{(3{,}14)^2 \cdot P_c\,(_{max})}$$

Trascurando la potenza dissipata nel transistore in assenza di segnale e scegliendo per $P_c\,(_{max})$ 50 mW (a 45 °C), si ha:

$$R_L = \frac{6^2}{(3{,}14)^2 \cdot (50 \cdot 10^{-3})} = 73\ \Omega$$

ed il carico da collettore a collettore diventa:

$R_L = 4 \cdot 73 = 292\ \Omega$

La potenza massima ottenibile all'uscita è:

$$P_o = \frac{(V_{cc} - V_k)^2}{2 \cdot R_L} =$$

$$= \frac{(6 - 0{,}4)^2}{146} = 215\ \text{mW}$$

Dopo aver calcolato R_L si può determinare il rapporto spire del trasformatore d'uscita. Supposto di impiegare un altoparlante di 5 Ω di impedenza, con una resistenza dell'avvolgimento primario di 3 Ω e quella del secondario di 0,5 Ω, si ha:

$R_L = R_p + m^2 \cdot (R_s + R_{altoparlante})$

Sostituendo i valori si ottiene:

$73 = 3 + m^2 \cdot (0{,}5 + 5)$

da cui:

$m^2 = 12{,}8$

ed

$m = 3{,}6 : 1$

7.1. - Stadio pilota

La corrente di picco nel collettore di ciascun transistore OC72 è:

$i_{cp} = (V_{cc} - V_k)/R_L =$
$= (6 - 0{,}4)/73 \cong 0{,}080$ A

La corrente di picco nella base, necessaria per pilotare il transistore, si deduce da quella di collettore dividendola per il valore minimo del coefficiente di am-

plificazione α' indicato dal costruttore. Per l'OC72, α' minimo (per $I_c = -80$ mA) è 25, quindi:

$i_{bp} = 80/25 = 3,2$ mA

La tensione di picco che deve fornire il secondario del trasformatore pilota è:

$v = v_{bp} - V_{bq} + i_{bp} \cdot R_b$

La tensione v_{bp} si ricava dalla caratteristica d'ingresso del transistore e si vede che, per $i_{bp} = 3,2$ mA, non deve essere inferiore a 0,7 V; V_{bq} è la tensione di polarizzazione che può essere calcolata con sufficiente approssimazione mediante la formula:

$$V_{bq} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cong V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1} = 6 \cdot \frac{180}{8,2 \cdot 10^3} = 130 \text{ mV}.$$

R_b è la resistenza in serie al diodo base-emettitore ed è data dalla somma della resistenza R_2 con la resistenza della metà del secondario del trasformatore pilota. Supposto che quest'ultima sia di 30 Ω, R_b diventa:

$R_b = 180 + 30 = 210\ \Omega$

e la caduta di tensione $i_{bp} \cdot R_b$:
$i_{bp} \cdot R_b = 3,2 \text{ mA} \cdot 210\ \Omega = 670$ mV

La tensione di uscita sul secondario del trasformatore pilota è allora:

$v = 0,7 - 0,13 + 0,67 = 1,24$ V

La massima tensione di picco disponibile sul primario dello stesso trasformatore è:

$v_{1p} = V_{cc} - V_k - V_R$

Nel dimensionamento dei componenti sarà comunque necessario stabilire i valori adottando un opportuno margine di sicurezza per ovviare agli inconvenienti che potrebbero derivare dalle eventuali variazioni della corente nel transistore causate dalle variazioni della temperatura e dalle tolleranza di fabbricazione dei componenti stessi.

Supposto che la caduta di tensione V_R sia stata stabilita di 1,5 V, si ottiene:

$v_{1p} = 6 - 0,2 - 1,5 = 4,3$ V

dove 0,2 V è la tensione di ginocchio del transistore pilota. Il valore massimo del rapporto spire del trasformatore risulta allora:

$n = v_{1p}/v = 4,3/1,24 = 3,5$.

La corrente di picco primaria può essere calcolata come segue:

$i_{1p} = i_{2p}/n = 3,2 \text{ mA}/3,5 = 0,9$ mA

La corrente di riposo nel collettore del transistore dovrà essere scelta di valore un poco più elevato di quello precedentemente determinato (per tener conto degli eventuali spostamenti del punto di lavoro del transistore). Scelto quindi $I_c = 1,3$ mA ed $R_e = 1$ kΩ, la caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore risulta 1,3 V.

Con una resistenza del primario di 120 Ω, la tensione residua sul collettore diventa:

$V_{cc} = 6 - 1,3 - 1,3 \text{ mA} \cdot 120\ \Omega =$
$= 4,4$ V.

Per un transistore OC71 con caratteristiche al valore nominale, la corrente di base necessaria per avere $I_c = 1,3$ mA, è di 22 μA. Scegliendo $R_2 = 10 \cdot R_e$ (come è stato indicato in precedenza), si stabilisce poi il valore di R_1 in modo da ottenere la polarizzazione nel punto di lavoro prestabilito. Con una corrente di collettore di 1,3 mA la resistenza di uscita dell'OC71 è compresa tra 20 e 40 Ω, a seconda del valore della resistenza d'uscita del generatore che alimenta l'ingresso dell'OC71. La resistenza d'uscita dello stadio pilota vista dai transistori finali è allora:

$R_{uscita}/n^2 \cong 1,6 \div 3,2$ kΩ.

La resistenza di ingresso dell'OC72, per ampi segnali, risulta di 180 Ω. Ai bassi livelli del segnale detta resistenza aumenta notevolmente ma il valore di R_{uscita}/n^2 resta, nei suoi confronti, sufficientemente elevato per mantenere entro limiti accettabili la percentuale di distorsione del segnale di uscita.

A

Tabella 6. - Formule per il progetto degli stadi in controfase, classe B.

V_k = tensione di ginocchio del transist. V_{cc} = tensione di alimentazione

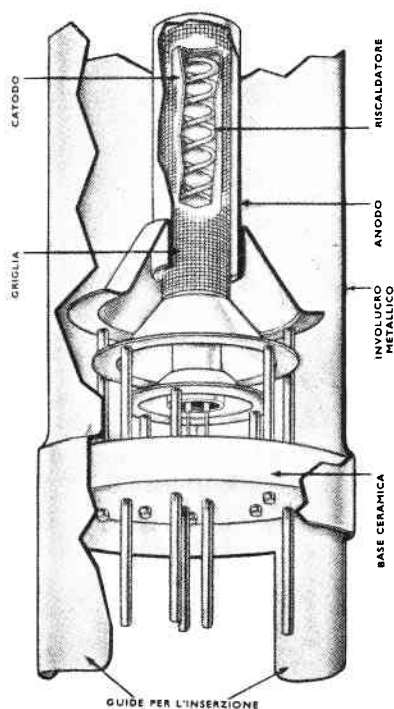
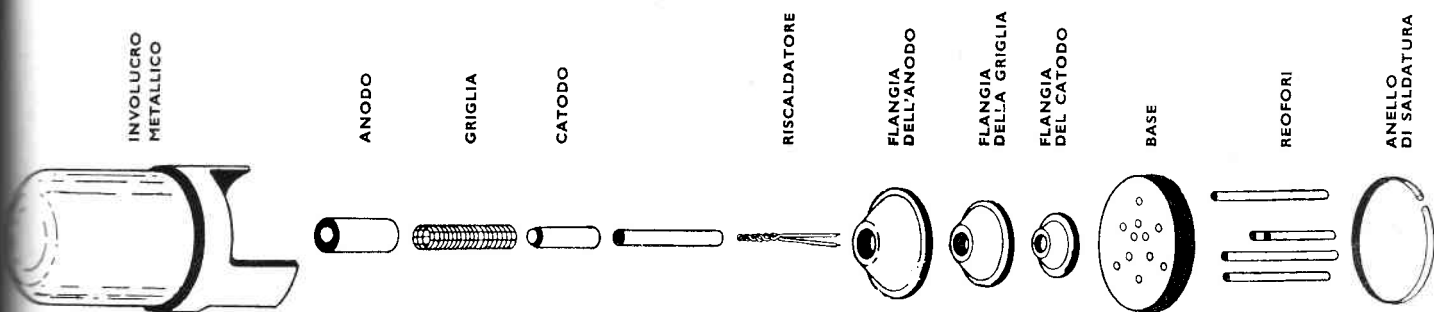
Resistenza di carico da collettore a collettore:

$= R_{cc} = 4\,(V_{cc} - V_k)/i_{cp} = 2 \cdot (V_{cc} - V_k)^2\, P_o$

Potenza d'uscita: $= P_o = 2\,(V_{cc} - V_k) \cdot 2i_{cp}/8 = i_{cp} \cdot (V_{cc} - V_k)/2$

Corrente di picco per transistore: $i_{cp} = 2 \cdot P_o/(V_{ee} - V_k)$

Corrente media per transistore: $I_{media} = i_{cp}/\pi$

Il nuvistor: «new look» nei tubi elettronici*

Sezione e vista interna di un triodo nuvistor.

DA MOLTI ANNI l'industria dei tubi elettronici lavora in base a programmi intesi a migliorare continuamente i tubi riceventi. Si tende ad ottenere prestazioni sempre più alte, migliore qualità e maggiore sicurezza di funzionamento, mantenendo i costi entro limiti ragionecoli.

La RADIO CORPORATION OF AMERICA ha aggredito questi problemi su due fronti: da una parte studiando ed ottenendo continui miglioramenti sui tubi elettronici convenzionali, dall'altra investigando nuove tecniche, nuovi progetti e nuovi materiali. Mentre il primo fronte le ha permesso di conquistare una posizione di preminenza nella produzione dei normali tubi di oggi, il secondo le ha conferito un primato invidiabile con la creazione del tubo del futuro: il nuvistor.

Il nuvistor, che rappresenta un rivoluzionario passo avanti nella costruzione dei tubi elettronici, è un tubo di dimensioni notevolmente ridotte (circa un terzo di quelle di un tubo miniatura a 7 piedini) di struttura robusta e compatta. Si compone di una base ceramica usata come piattaforma per il sostegno degli elettrodi, che sono solidamente tenuti in posizione da supporti uscenti dalla base stessa. Gli elettrodi sono piccoli e leggeri cilindri, capaci di sopportare forti urti e vibrazioni a causa della loro massa ridotta. Per esempio, questi tubi sono stati sottoposti a più di 1000 sollecitazioni di 850 g per 0,75 millisecondi senza dar luogo ad inconveniente alcuno. Il nuvistor non ha miche, né vetro: non pone quindi limitazioni alla facilità di estrazione dei gas o alle temperature ottime da raggiungere nel corso della sua fabbricazione. Tutte le connessioni degli elettrodi ai relativi supporti sono saldate mediante un'unica, semplice operazione ad alta temperatura. Le varie parti non sono così sottoposte a sforzi o tensioni reciproche, per cui la possibilità che possano verificarsi corti circuiti nel corso dell'impiego del tubo è praticamente inesistente. L'ingegnosità della progettazione e la simmetria cilindrica hanno inoltre reso possibile un alto grado di automazione nella fabbricazione del tubo: ne consegue la possibilità di ottenere bassi costi di produzione, ed una notevole uniformità delle caratteristiche.

Il nuvistor è costruito esclusivamente con materiali capaci di resistere ad elevatissime temperature: ceramica, acciaio, molibdeno e tungsteno, con esclusione del vetro. In questo modo è possibile degassare ad elevatissima temperatura le parti del tubo durante la produzione ed eliminare il pericolo di formazione del gas nel suo interno durante l'esercizio, anche se il tubo lavora a temperature molto superiori a quelle di un tubo convenzionale. I nuvistor hanno infatti funzionato regolarmente alla temperatura di 370°C. Sul fronte delle temperatura polari, essi sono stati impiegati senza inconvenienti a —180°C, immersi in idrogeno liquido.

Dal punto di vista delle prestazioni elettriche, il nuvistor ha permesso di ottenere risultati del tutto eccezionali.

Infatti le sue piccole dimensioni, con distanze fra gli elettrodi fortemente ridotte, consentono bassi tempi di transito degli elettroni: ne consegue una riduzione del rumore di fondo del tubo ed un'elevata impedenza di ingresso anche alle altissime frequenze.

Il nuvistor ha inoltre un consumo molto ridotto rispetto a quello di un tubo convenzionale.

Le straordinarie prestazioni del nuvistor consentono di intravvedere una nuova era nella tecnica dei tubi elettronici e del loro impiego. Miniaturizzazione dei circuiti sempre più accentuata, regolare funzionamento in condizioni climatiche ed ambientali assolutamente eccezionali, basso consumo e bassa produzione di calore, robustezza e sicurezza mai viste fino ad oggi: quequindi il tubo di elezione per le appaste caratteristiche consentono il regolare funzionamento del nuvistor negli impieghi più critici. Il nuvistor è

(*) I nuvistor sono distribuiti in Italia dalla ATES, AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD, S.P.A.

recchiature industriali, militari, spaziali.

Anche la radio e la televisione possono trarre enormi vantaggi dall'impiego del nuvistor.

Per esempio, un sintonizzatore commerciale per TV facente uso di un triodo nuvistor 6CW4, amplificatore RF con ingresso 300 Ω bilanciato, e di un triodo pentodo miniatura 6EA8, oscillatore convertitore, fornisce le seguenti prestazioni:

Canale	Guadagno di tensione dB	Fattore di rumore dB
B	45	5,1
H	45	5,3

La superiorità di questo sintonizzatore rispetto a quelli impieganti tubi amplificatore RF del tipo convenzionale è evidente. In più la sicurezza di funzionamento del nuvistor, le sue piccole dimensioni, il suo basso consumo, costituiscono altrettanti pregi di carattere tecnico e commerciale che non possono essere trascurati dal progettista accorto.

Per i sintonizzatore UHF il triodo A - 15211 è particolarmente adatto all'impiego come amplificatore RF, consentendo alto guadagno con basso rumore aggiunto, mentre il triodo A - 152939C è specialmente indicato come oscillatore locale. *A*

Tabella 1. - Nuvistors per impieghi commerciali.

TIPO	IMPIEGO	ACCENSIONE		CARATTERISTICHE CLASSE A1						DATI TIPICI DI FUNZIONAMENTO					
		[V]	[A]	Tensione anodica [V]	Resistenza catodica [Ω]	μ	Resistenza anodica Ω	Transconduttanza [μA/V]	Corrente anodica [mA]	Tensione anodica [V]	Tensione di griglia [V]	Resistenza di griglia [Ω]	Transconduttanza [μA/V]	Corrente Anodica [mA]	Corrente di griglia [μA]
6CW4	Triodo Amplif. RF	6,3	0,135	110	130	62	6300	9800	7,6	70	0	47000	68	8	—
A-152939C (1)	Triodo Oscill. UHF	6,3	0,13	75	120	28	—	7700	10	60	—1,7	5600	—	10	300

Tabella 2. - Nuvistors per impieghi professionali e industriali.

7686	Triodo uso generale	6,3	0,14	75	130	33	2900	11500	10,5	—	—	—	—	—	—
7587	Tetrodo uso generale	6,3	0,15	125 (2)	68	—	200000	10600	10 (3)	—	—	—	—	—	—
7895	Triodo alto μ	6,3	0,135	110	150	64	6800	9400	7	—	—	—	—	—	—
A-15211 (1)	Triodo amp. RF 1200 MHz	6,3	0,135	110	150	64	6800	9400	7	110	—	47	12000 (4)	10	—
A-15247 A	Triodo per bassa Va	6,3	0,135	12	0	8,1	2100	3800	2,8	—	—	—	—	—	—
A-15253	Triodo	6,3	0,12	100	1000	100	44000	2250	0,68	—	—	—	—	—	—
A-15259	Triodo alto μ	6,3	0,12	100	6800	170	370000	460	0,08	300 (5)	—	1 MΩ	—	(6)	

(1) Denominazione sperimentale. (2) Tensione di griglia N. 2 = 50 V. (3) Corrente di griglia N. 2 = 2,7 mA. (4) Guadagno di potenza = 10,5 dB 12 MHz. (5) Resistenza di carico anodico = 270 kΩ. (6) Amplificazione di tensione = 145.

dott. ing. Antonio Nicolich

Moderni amplificatori per microonde

(parte prima di due parti)

Il progressivo impiego di frequenze sempre più elevate e l'esigenza di ricevitori sempre più sensibili, hanno spinto i ricercatori allo studio di nuovi e rivoluzionari dispositivi amplificatori. L'A. passa rapidamente in esame, facendone un confronto critico, i più noti tipi di amplificatori. Di essi si è già parlato sulle pagine della Rivista e ancora in futuro se ne parlerà nel dettaglio. Consigliamo una lettura attenta di questo articolo panoramico che può essere cosiderato di carattere propedeutico.

1. - GENERALITÀ

Il progresso è velocissimo nel campo dell'amplificazione dei piccoli segnali a frequenze estremamente alte. Oggi si dispone di nuovi mezzi che aprono orizzonti vastissimi, che sembravano utopistici fino pochi anni fa. Si tratta dei tubi a onde mlgranti, dei diodi tunnel, degli amplificatori parametrici raffreddati o non raffreddati, e dei maser. Con essi è possibile trattare frequenze fino a 90 GHz (1GHz = 1kMHz = 10^3 MHz) e oltre. In questo articolo si vogliono ricordare le caratteristiche dei vari tipi menzionati di amplificatori e si indica per ognuno di essi il campo di applicazione più appropriato. L'evoluzione degli amplificatori è sempre in atto; la fioritura dei nuovi tubi non deve essere ignorata da nessuno che si interessi di radio, perchè è tale da far riguardare come ferrivecchi i gloriosi tubi elettronici dei comuni radioricevitori e televisori; tubi che anche in tali apparecchi sono destinati a scomparire per l'invadenza dei transistori.

I nuovi amplificatori sfruttano spesso i fenomeni dello stato solido per offrire figure di distrubo molto basse alle frequenze delle microonde. In questo ar-

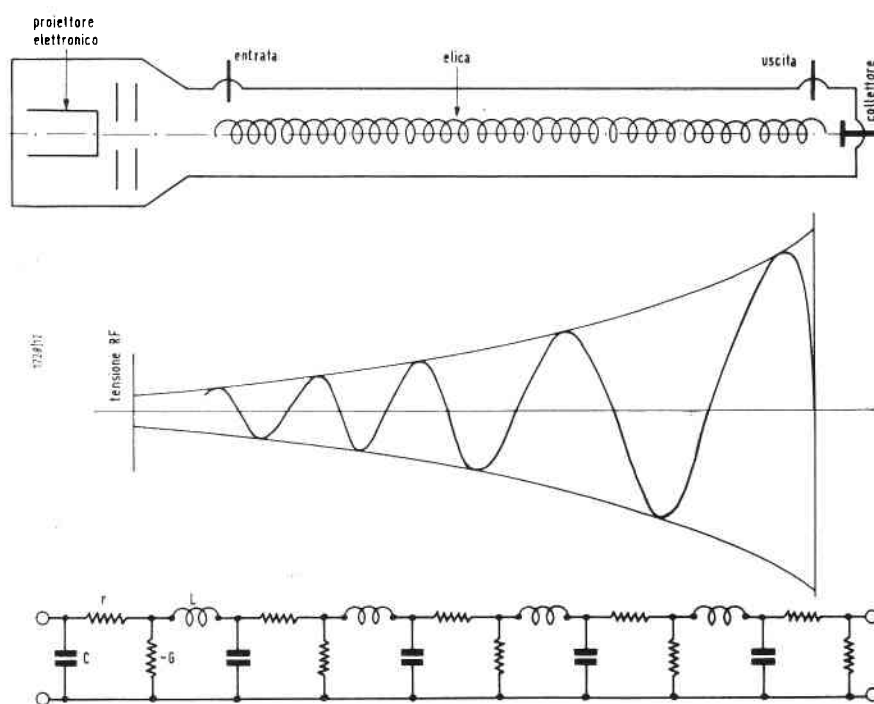



Fig. 1 - Principio di funzionamento del tubo a onde viaggianti (TWT = Travelling Wave Tube).

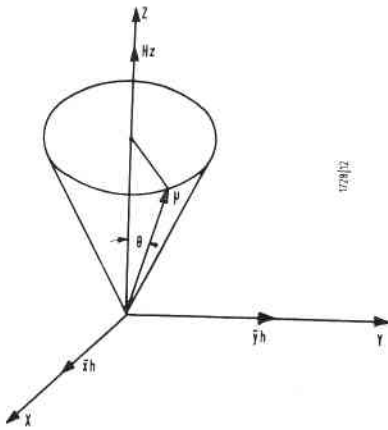



Fig. 2 - Precessione di uno spin elettronico intorno a un campo polarizzante H_z.

ticolo non si vuole approfondire tali fenomeni, ma dare uno sguardo generale orientativo, trattando delle bande passanti, dei guadagni, delle figure di rumore e confrontandoli fra di loro per prevederne le rispettive applicazioni nel campo delle radiocomunicazioni. In questi ultimi anni la potenza di uscita dei tubi trasmittenti è andata crescendo notevolmente per rispondere alle pressanti richieste di maggiori potenze alle microonde.

2. - GUADAGNO

Per ottenere guadagno di potenza in un qualsiasi dispositivo occorre escogitare un certo meccanismo, in virtù del quale si aggiunge energia, in modo coerente, al segnale. In tutti gli amplificatori che verranno trattati, tale meccanismo è elettronico. Nel caso di tubi a vuoto gli elettroni sono liberi di muoversi senza collisioni dal catodo emittente al collettore. Invece nei maser gli elettroni sono fissi nello spazio e il meccanismo del guadagno è derivato solo dalle loro proprietà magnetiche. Negli amplificatori a semiconduttori, gli elettroni si muovono, ma subiscono urti in misura di circa 10^{12} al secondo, per modo che conservano una breve memoria delle precedenti vicissitudini. In ogni caso si può ottenere un guadagno.

2.1. - Tubi a vuoto

Nei tubi a vuoto il segnale viene applicato ad una corrente elettronica mobile con velocità c.c., che può variare da punto a punto, come avviene nei tubi a griglia controllo, o può essere uniforme nello spazio di interazione, come nei klystron o nei tubi a onde viaggianti. Il segnale può essere impresso sulla corrente nella forma di modulazione di densità o di modulazione di velocità. Nel 2° caso gli elettroni veloci tendono a superare gli elettroni più lenti, in tal modo si forma un addensamento e la corrente diviene modulata in densità. La modulazione di densità equivale a una corrente alternata alla frequenza del segnale. Se si fa interagire questa corrente alternata con un circuito in modo che il potenziale va sotto il potenziale continuo, gli elettroni subiscono una decelerazione ed acquistano una velocità minore di quella corrispondente alla velocità c.c., causando una perdita di energia al circuito. Allora parte dell'energia c.c. del flusso elettronico viene convertita in energia c.a. sotto forma di un segnale amplificato. La fig. 1 illustra come si svolge questo meccanismo internamente a un tubo a onde viaggianti. Il tubo è composto da un proiettore elettronico che emette un fascetto di elettroni, da un'elica con accoppiatori di entrata e di uscita e da un collettore di elettroni. Quando si imprime al terminale di ingresso un segnale sull'elica, il segnale si propaga verso il terminale di uscita e, per la sua velocità, modula il fascetto elettronico. Si sceglie il passo dell'elica in modo che la velocità di propagazione sia appena un poco minore della velocità del pennello. All'avanzare del fascetto la modulazione di velocità si trasforma in modulazione di densità. Poichè gli addensamenti si spostano appena un poco più rapidamente dell'onda sull'elica, assi tendono a raccogliersi in quelle zone della distribuzione del campo dell'onda propagantesi, dove subiscono decelerazioni. La decelerazione aumenta l'addensamento e allo stesso tempo aggiunge energia all'onda sull'elica, in modo coerente, in modo che la tensione di elica aumenta esponenzialmente come mostra il diagramma di fig. 1.
Ne risulta un segnale amplificato al terminale di uscita dell'elica. In basso in fig. 1 è rappresentato il circuito equivalente del tubo a onde migranti. L'elica è assimilata ad una linea di trasmissione caratterizzata dalle costanti per unità di lunghezza : r resistenza di perdita, L induttanza in serie, C capacità in derivazione. La conduttanza negativa — G per unità di lunghezza rappresenta l'interazione elettronica; — G, se è sufficientemente grande, supera la resistenza dell'elica e fornisce guadagno. Se si verificano le diseguaglianze: $r \ll \omega L$, e $G \ll \omega C$ ($\omega = 2\pi f$ = pulsazione di lavoro), l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione è: $Z_c \cong (L/C)$ ½, (1) e la costante di propagazione vale:

$$P \cong j\omega\,(LC)^{1/2} + \frac{1}{2}\left(\frac{r}{Z_c} - GZ_c\right) \quad (2)$$

Perciò l'onda, che viaggia lungo la linea di trasmissione cresce alla velocità di $\frac{1}{2}\left(GZ_c - \frac{r}{Z_c}\right)$ (3) per unità di lunghezza.
Ciò è ben noto, ma vale la pena di essere ricordato in vista di applicazione ad altri amplificatori per onde viaggianti, diciamo i maser, e a quelli a diodi tunnel.

2.2. - Maser

Come si è detto sopra, nei maser non vi è moto di elettroni; il loro funzionamento dipende dalle proprietà magnetiche degli elettroni. Ogni elettrone può essere considerato mobile con la velocità delle luce su un cerchio molto piccolo, il cui diametro è di circa 10^{-5} micron. La corrente dell'elettrone circolante, gli fornisce un momento di dipolo di circa 10^{-20} erg/gauss. In conseguenza il moto circolare impartisce all'elettrone le proprietà di un piccolo giroscopio con un momento angolare di circa 10^{-28} erg secondo. Queste proprietà dell'elettrone derivanti dal suo momento magnetico costituiscono lo spin elettronico. Si consideri ora un elettrone con spin entro a un campo magnetico. In fig. 2 lo spin è rappre-

Fig. 3 - Posizione di equilibrio e transizioni fra gli stati energetici di un gruppo di spin.

sentato dal vettore μ formante l'angolo θ rispetto a un campo magnetico costante allineatore H_z. Quest'ultimo esercita una tensione sullo spin, e lo spin, analogamente a un giroscopio, gira intorno all'asse Z con velocità angolare $\omega_c = \gamma H_z$, dove γ è il rapporto del momento del dipolo magnetico al momento angolare dello spin. Se un campo magnetico polarizzato circolarmente a R.F. rappresentato da $h_{rf} = \bar{x}h \cos \omega t \pm \bar{y}h \operatorname{sen} \omega t$, viene impresso sullo spin, e se la rotazione del campo è sincrona con la precessione dello spin, lo spin assorbe energie e l'angolo θ aumenta.

Se si inverte il senso di rotazione del campo, questo resta senza effetto sullo spin. Si sfrutta questo comportamento non reciproco per fare dispositivi per microonde, come ad es. isolatori di ferrite e circolatori; si sfrutta anche per evitare oscillazioni di ritorno negli amplificatori a onde viaggianti.

Mentre la semplice immagine meccanica dello spin data qui sopra non informa menomamente circa i possibili angoli di orientazione θ dello spin, la meccanica quantistica determina e limita le orientazioni dello spin a valori specifici, ciascuno caratterizzato da una particolare energia. I livelli energetici ammissibili sono indicati in fig. 3. Per portare lo spin da un livello energetico più basso a un livello più alto occorre un'eccitazione alla frequenza eguale alla differenza di energia divisa per la costante di Planck. Inversamente, se uno spin cade da un livello più alto a uno più basso, viene emessa una radiazione di frequenza uguale alla differenza di energia divisa per la costante di Planck.

In assenza di eccitazione, un raggruppamento di spin si distribuirà, nel corso del tempo, fra i livelli possibili secondo la legge di Boltzmann. Questa distribuzione è indicata in fig. 3 dalle linee orizzontali segnate ε_1, ε_2, ε_3. Si consideri ora la modalità di variazione degli spin fra i livelli in presenza di eccitazione. Secondo la fig. 3, poniamo che $\frac{\partial N_{13}}{\partial t}$ sia la quantità netta di perdita degli spin dal livello 1 al livello 3, e analogamente sia $\frac{\partial N_{12}}{\partial t}$ la netta perdita degli spin dal livello 1 al livello 2. In condizioni di equilibrio, cioè di stabilità, la perdita netta rispetto al livello 1 deve essere zero. Perciò

$$\frac{\partial N_{13}}{\partial t} + \frac{\partial N_{13}}{\partial t} = 0 \qquad (4)$$

Moltiplicando la (4) per la costante di Planck, moltiplicando e dividendo inoltre ciascun termine per la propria frequenza corrispondente alla transizione, si ha:

$$\frac{hf_{12}}{f_{12}} \cdot \frac{\partial N_{12}}{\partial t} + \frac{hf_{13}}{f_{13}} \cdot \frac{\partial N_{13}}{\partial t} = 0$$

Definendo $P_{12} = hf_{12} \frac{\partial N_{12}}{\partial t}$ come la caratteristica di trasporto dell'energia dal livello 1 al livello 2, e ponendo analogamente: $P_{13} = hf_{13} \frac{\partial N_{13}}{\partial t}$ la (4) diventa:

$$\frac{P_{12}}{f_{12}} + \frac{P_{13}}{f_{13}} = 0 \qquad (5)$$

Allo stesso modo per il passaggio dal livello 2 al livello 3, si può scrivere:

$$\frac{P_{21}}{f_{12}} + \frac{P_{23}}{f_{23}} = 0 \qquad (6)$$

Si osservi che $P_{12} = - P_{21}$, cioè se si scambiano tra loro gli indici della potenza, la potenza cambia segno.

Le (5) e (6) possono essere anche scritte:

$$P_{12} = \frac{-f_{12}}{f_{13}} P_{13} \qquad (7)$$

$$P_{23} = \frac{-f_{23}}{f_{13}} P_{13} \qquad (8)$$

Perciò, se si fornisce (« pompa ») potenza per provocare transizione dal livello 1 al livello 3, la potenza di uscita disponibile nelle altre transizioni è uguale al rapporto della frequenza di uscita alla frequenza di pompaggio moltiplicato per la potenza di pompaggio.

Se si estrae potenza alla frequenza f_{12}, l'altra frequenza è chiamata frequenza idler e viceversa. Sono queste le relazioni di potenza di Manley-Rowe, che le hanno ricavate originariamente considerando le trasformazioni di energia operate da reattanze non lineari. Quanto si è ora detto vale anche per i maser e per gli amplificatori parametrici.

Dopo ciò è semplice come si possa ottenere l'amplificazione maser. Si prende un cristallo per es. di rubino o rutilio e si addiziona di ioni paramagnetici come cromo trivalente: si ottiene un'alta densità di spin e, quindi, il desiderato grande prodotto guadagno-larghezza di banda. Un segnale di pompaggio ad una frequenza f_{13} (v. fig. 3) viene applicato per pompare gli spin dal livello 1 al livello 3, in questo modo si ricava potenza di uscita o alla frequenza f_{23} o alla frequenza f_{12}. Bisogna naturalmente curare certi particolari del procedimento prima di ottenere l'azione maser.

Le relazioni Manley-Rowe dicono che è teoricamente possibile ricavare potenze di uscita, ma non dicono come si faccia a ottenerle. Prima cosa bisogna provocare delle transizioni per ricavare potenza di uscita. È ben vero che transizioni si verificano spontaneamente, ma sono poco numerose alle frequenze delle microonde. Inoltre esse sono del tutto casuali e originano disturbi, invece di un segnale utile. Per indurre transizioni vi sono due mezzi. Il primo è il rilassamento reticolare degli spin. Gli spin eccitati in un cristallo urtano col reticolo cristallino e cadono a li-

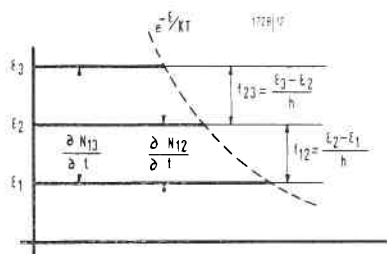
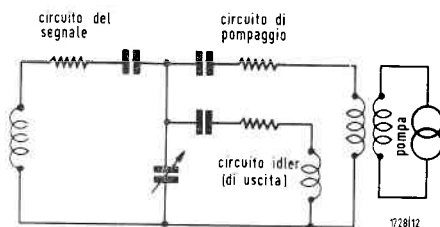



Fig. 4 - Circuito fondamentale degli amplificatori parametrici.

Fig. 5 - Caratteristiche del diodo parametrico.

velli energetici inferiori. Il processo di rilassamento elimina gli spin allo stato eccitato così rapidamente alle temperature ordinarie che è impossibile conservare una sovra popolazione negli stati eccitati. Nei maser perciò i cristalli sono raffreddati alla temperatura dell'elio liquido, per la quale l'eccitazione diviene così lunga (dell'ordine di millisecondi) che diviene possibile mantenere una sovrapopolazione di stati eccitati con una ragionevole potenza di pompaggio. Quando il tempo di rilassamento reticolare dello spin è lungo, una seconda causa di transisioni che può essere sfruttata, risiede nell'eccitazione a RF. Un segnale RF genera transizione e l'energia liberata viene aggiunta coerentemente al segnale. Effettivamente il maser si comporta come una resistenza negativa.

2.3. - Amplificatori parametrici

Il funzionamento degli amplificatori parametrici, come dice il nome, è basato sulla variabilità di un parametro del circuito. È facile pensare che per ottenere un guadagno, il parametro variabile sia una reattanza, ossia un elemento circuitale immagazzinatore di energia. Gli elementi immagazzinatori impiegati per ottenere amplificazione parametrica sono gli spin elettronici (nelle ferriti), le capacità delle giunzioni dei diodi semiconduttori e i pennelli elettronici. Per ottenere l'amplificazione parametrica con ferriti, è stata necessaria una potenza di pompaggio molto grande, per cui al momento gli amplificatori a ferrite non sono pratici alle frequenze delle microonde; perciò essi non verranno considerati in questo articolo.
Lo schema di principio degli amplificatori parametrici è dato in fig. 4.

L'insieme consta di tre circuiti. Il primo è accordato alla frequenza del segnale; il secondo è accordato alla frequenza della pompa ed è pilotato da un oscillatore locale; il terzo è accordato alla somma della frequenze del segnale e della pompa, o alla differenza di queste due frequenze; tutti tre sono accoppiati da una reattanza non lineare.

Il terzo circuito prende il nome di circuito *idler*, (circuito a frequenza differenza o somma in uscita). La tensione del segnale fa battimento con la tensione dell'oscillatore locale in una reattanza non lineare e produce corrente alla frequenza dell'idler. Questa corrente eccita il circuito idler e si genera una tensione, che batte con la tensione dell'oscillatore locale nella reattanza non lineare, producendo una corrente a frequenza del segnale. Quest'ultima corrente eccita il circuito del segnale e crea una tensione, che si somma alla tensione del segnale originale, dando infine luogo all'amplificazione.

Anche in questo caso l'amplificatore presenta un'effettiva resistenza negativa al segnale. La potenza emessa dalla resistenza negativa, si origina nell'oscillatore locale o nella pompa, naturalmente, e l'intensità della potenza disponibile è data dalle relazioni di Manley-Rowe, come si è detto sopra. Poiché l'elemento attivo negli amplificatori parametrici è una reattanza, non presenta disturbo di tipo Johnson e quindi fornisce amplificazione a basso rumore. Negli amplificatori parametrici più semplici i reattori non lineari sono diodi semiconduttori. Le caratteristiche tensione-corrente e capacità-tensione di detti diodi sono indicate in fig. 5. Nella direzione di conduzione, la corrente cresce molto rapidamente con la tentensione; nella direzione opposta, la corrente è satura e si mantiene quasi costante finchè interviene la conduzione violenta dovuta all'effetto valanga. Perciò, quando il diodo è polarizzato in senso di interdizione, esso presenta una resistenza in derivazione molto alta al circuito, cui è connesso. Sfortunatamente il diodo non presenta soltanto la resistenza in parallelo al circuito. Vi è anche una resistenza in serie r_s, che in connessione con la cacapacità del diodo determina il $Q = \frac{1}{\omega C r_s}$ del diodo e pone il limite superiore alla frequenza alla quale il diodo è impiegabile. Nel senso inverso la capacità varia all'incirca inversamente alla radice quadrata della tensione applicata. Questa capacità funzione della tensione serve mirabilmente come reattanza non lineare negli amplificatori a microonde.

Si è fatta una notevole somma di lavoro sui pennelli elettronici considerati come reattanze non lineari. Gli amplificatori parametrici impieganti onde a carica spaziale longitudinale non hanno dato buoni risultati circa le basse figure di rumore quando usati negli ordinari tubi a onde migranti. La ragione sembra risiedere nel fatto che la non linearità nel fascio produce alcune frequenze spurie di uscita (idler), che sono tutte supportate dal fascio.

Il disturbo nel fascio alle frequenze idler interagisce con la tensione di pompa e produce disturbi alla frequenza del segnale. Ne risulta un amplificatore rumoroso. Si è già accennato che non si è potuto trovare un mezzo per sopprimere le risposte ai segnali idler indesiderati nei fasci elettronici. Non è così semplice come si potrebbe credere guardando la fig. 4 e ivi sopprimendo i circuiti idler.

Mentre i tubi amplificatori parametrici impieganti onde longitudinali sui fasci elettronici non sono stati usati con successo per fabbricare amplificatori a basso rumore, un tubo impiegante onde trasversali ha avuto grandioso successo.

È questo il tubo Adler; la fig. 6 lo indica schematicamente.

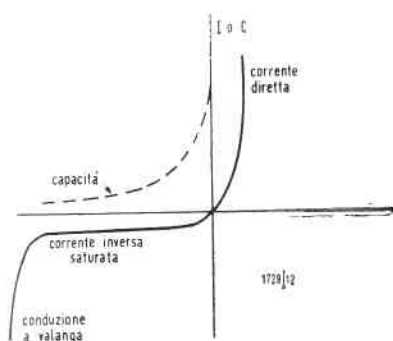
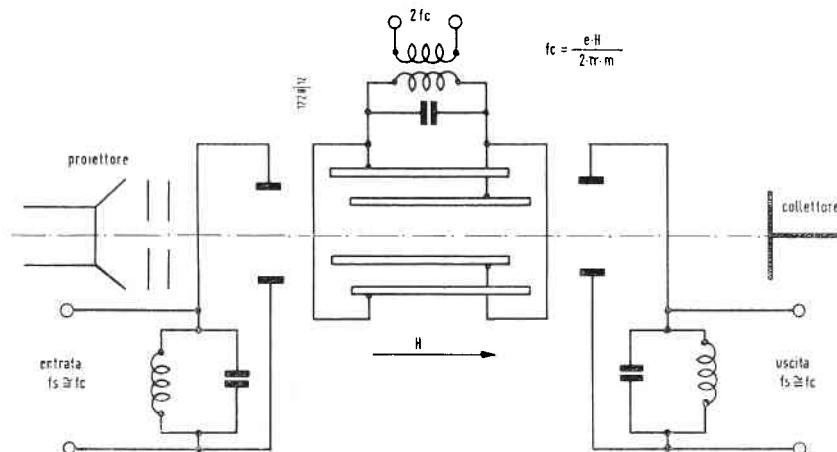



Fig. 6 - Schema di principio del tubo Adler.

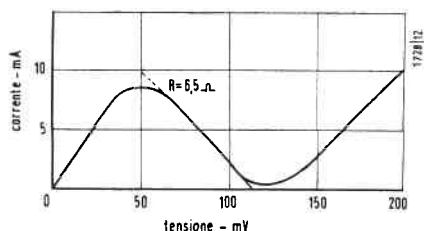



Fig. 7 - Caratteristica del diodo tunnel.

Il tubo consta: di un proiettore elettronico che emette il fascio; di una coppia di placchette deviatrici, che (in presenza di un campo magnetico H di intensità adatta per rendere la frequenza ciclotrone f_c degli elettroni approssimativamente uguale alla frequenza del segnale) impartiscono agli elettroni un moto a spirale; di un complesso di quattro elettrodi alimentati a coppie a frequenza doppia della frequenza ciclotrone; di una coppia di placchette deviatrici di uscita, che assorbono energia dal moto a spirale degli elettorni e fornisce energia al circuito di uscita; di un collettore del fascetto di uscita.

Quando il pennello elettronico penetra nello spazio fra le plachette deflettenti di entrata porta disturbo nel suo moto trasversale, a motivo della distribuzione termica delle velocità degli elettroni nel fascio. La lunghezza delle placche deviatrici ed il carico del circuito di ingresso sono studiati in modo da assorbire completamente il disturbo trasverso sul fascetto, mentre viene applicato il segnale. Pertanto il pennello è esente da disturbi quando emerge dalle plachette deviatrici e reca solo il segnale nella forma di un moto spiralato degli elettroni. Il raggio dell'elica elettronica è proporzionale all'ampiezza del segnale. Quando il raggio entra nella zona quadripolare, subisce l'azione di un campo elettrico tangenziale, che è zero sull'asse e aumenta con lo scostamento dall'asse.

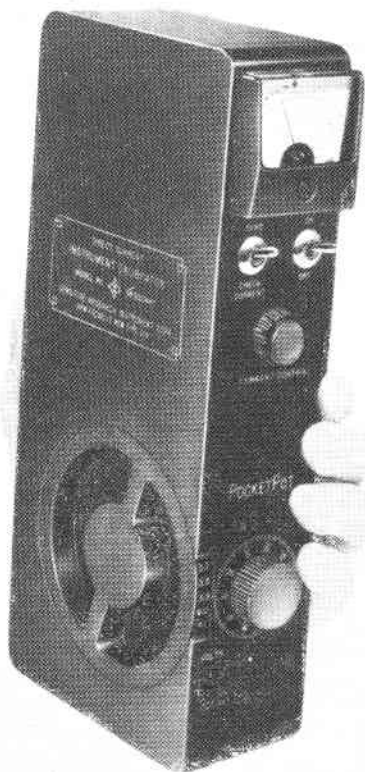
Conseguentemente il campo tangenziale in effetti ruota in sincronismo cogli elettroni. Allora, ciascun elettrone che entra in fase opportuna di pompa, viene accelerato in proporzione al suo spostamento dall'asse (gli elettroni che entrano in fase inadatta, vengono ritardati e finiscono sull'asse del tubo).

A motivo del campo magnetico, l'elettrone continua il moto spiralizzato alla frequenza ciclotrone, ma si muove con un raggio maggiore in seguito all'accelerazione. Perciò, ogni elettrone abbandona il campo quadripolare col raggio della sua traiettoria a spirale aumentato in proporzione al segnale che esso portava quando entrava in detta regione. L'energia aggiunta può essere estratta all'accoppiatore di uscita, ottenendosi in definitiva un segnale amplificato. Il fatto che il disturbo sul fascio sia stato eliminato all'accoppiatore di entrata, rende il tubo un amplificatore silenzioso.

Il tubo Adler ha molte caratteristiche attraenti oltre al suo funzionamento a basso rumore; di esse si dirà più sotto in 3.2.

2.4. - Diodi tunnel

In tutti i dispositivi fin qui discussi, il meccanismo del guadagno è stato ridotto ad una conduttanza equivalente negativa. È quindi logico terminare col diodo tunnel, non solo perchè esso è il più recente in ordine di sviluppo, ma anche perchè offre immediatamente una conduttanza negativa. La discussione del meccansimo col quale il diodo tunnel genera una conduttanza negativa ci porterebbe molto lontano; ci accontenteremo perciò di osservare che la caratteristica tensione-corrente ha l'andamento tipico mostrato dalla curva di fig. 7: la corrente cresce rapidamente con la tensione nel senso di conduzione, raggiunge un massimo a circa 50 mV, diminuisce fino a un minimo, e poi aumenta di nuovo. Nella zona fra 50 e 100 mV il diodo presenta una conduttanza negativa, che può essere ottenuta con una corrente media bassa. Poichè il disturbo nel diodo tunnel è imputabile all'effetto mitraglia, la piccolezza della corrente media assicura che l'uscita del diodo è a bassa rumorosità.

(continua)

Sul mercato americano è comparso recentemente questo potenziometro c.c., miniaturizzato, con accuratezza dello 0,05 %, destinato a misure di precisione. Ulteriori prestazioni possono essere ottenute con l'impiego di accessori. Per informazioni rivolgersi alla Auriema, Europe S.A., Bruxelles, Belgio.

Alla TV corso di scuola media unificata.

Già numerosi alunni che hanno seguito le lezioni trasmesse da Telescuola nel triennio scolastico 1958/59-1960/61, sono in possesso della licenza di Avviamento Professionale. Essi, mentre si accingono a intraprendere una più proficua attività di lavoro o a proseguire gli studi in vista di una migliore posizione sociale, ricordano con riconoscenza — e ne fanno fede le molte lettere giunte alla Direzione di Telescuola — i volti degli insegnanti divenuti familiari al video, le ore trascorse dinanzi al televisore nello sforzo costante di aprire la mente a nuovi orizzonti del sapere. Quanto beneficio abbia apportato Telescuola a quei giovani che non avrebbero potuto frequentare scuole secondarie, non è facile dire, anche perché non è semplice raccogliere dati ed elementi di giudizio. Ma quanto l'iniziativa della Rai sia stata « meritoria — come ebbe a precisare il Ministro della Pubblica Istruzione, on. Bosco — nel campo della diffusione della cultura e a sostegno dell'attività educativa della scuola » è dimostrato, anche, dal vasto interesse suscitato all'estero dove l'attività di Telescuola è stata più volte oggetto di studio in convegni internazionali per la sua originalità e la sua funzionalità di impostazione organizzativa e di programmazione. Dopo l'esperienza del primo ciclo triennale di trasmissioni per l'Avviamento Professionale, non poteva mancare l'inserimento di Telescuola nel campo della riforma scolastica in atto, quale naturale sviluppo delle premesse da cui l'idea di Telescuola era partita.

Nel quadro di questa riforma ormai alle soglie della legislazione italiana, la Rai, in stretta collaborazione con il Ministero della Pubblica Istruzione, inizia quest'anno scolastico 1961/62 le trasmissioni di una regolare prima classe di Scuola Media Unificata, con cui s'intende non soltanto offrire la possibilità di uno studio regolare ai ragazzi in età d'obbligo scolastico che abitano in località sprovviste di scuole secondarie inferiori, ma anche contribuire alla riforma scolastica in corso.

Le lezioni saranno trasmesse tutte le mattine dei giorni feriali, secondo il normale calendario scolastico, dalle 8,30 alle 12, e sarà svolto il programma delle seguenti materie: Religione - Italiano - Storia - Educazione civica - Geografia - Francese - Inglese - Matematica - Osservazioni scientifiche - Educazione artistica - Educazione tecnica - Educazione musicale - Educazione fisica.

Ogni lezione televisiva avrà la durata di mezz'ora, intervallata ciascuna con altra mezz'ora durante la quale gli insegnamenti preposti ai Posti di Ascolto svolgeranno quel lavoro di completamento e di rielaborazione di quanto presentato dal video, necessario per le differenziate esigenze di ciascun gruppo d'ascolto e per l'insostituibile rapporto diretto tra docente e discente.

Le lezioni saranno svolte da un gruppo di insegnanti scelti attraverso una selezione operata su scala nazionale.

L'organizzazione dei Posti di Ascolto per la prima classe di Scuola Media Unificata è stata curata direttamente dal Ministero della Pubblica Istruzione, tramite i vari Provveditori agli Studi. A ciascun Posto di Ascolto daranno preposti due insegnanti laureati, uno per le materie letterarie e linguistiche, l'altro per quelle tecnico-scientifiche. I Posti di Ascolto, a tutti gli effetti giuridici, sono considerati come classi staccate della più vicina Scuola secondaria inferiore.

A cura della Eri, Edizioni Rai Radiotelevisione Italiana, sarà pubblicata una rivista mensile che riporterà in anticipo un ampio schema delle lezioni trasmesse, oltre articoli di carattere didattico e pedagogico.

Il Centro di Telescuola è quindi impegnato in uno sforzo organizzativo e di produzione per dare alle lezioni la massima efficacia nel senso televisivo, avvalendosi dei mezzi illustrativi (immagini, ritmo, inquadrature, scenografia) più idonei a far sì che la televisione divenga non soltanto l'applicazione di un nuovo mezzo al sistema didattico, ma la più abbondante e la più viva presentazione di materiale di studio delle varie materie, da cui insegnanti e alunni possano ricavare gli elementi e il linguaggio più adatti al processo di istruzione e di formazione.

Così, accanto alla prosecuzione dei corsi di Avviamento Professionale, con la seconda e la terza classe (la prima, ovviamente, viene sostituita dalla Scuola Media Unificata); accanto al completamento della rubrica per analfabeti *Non è mai Troppo Tardi*, con la realizzazione di un secondo corso per semi-analfabeti o per analfabeti « di ritorno »; accanto alla rubrica *Il Tuo Domani* dedicata ai problemi riguardanti la scelta delle professioni, il Centro di Telescuola, con l'attuazione del nuovo programma, si inserisce efficacemente nel processo dell'allargamento delle possibilità di studio per tanta parte della popolazione italiana, contribuendo con la forza di un nuovo linguaggio alla vitalità del lavoro educativo. (*n. r.*)

Televisione a circuito chiuso a colori alla Mostra dell'automazione e strumentazione di Milano.

La Bay & C. ha presentato alla Mostra dell'automazione e strumentazione che si tenne a Milano dal 7 al 13 Novembre un sistema di televisione a circuito chiuso a colori di costruzione della ditta inglese E.M.I. Electronics Ltd.

Esso rappresenta una delle più perfette realizzazioni esistenti oggi in questo campo nel quale la E.M.I. ha una esperienza di oltre 25 anni.

Il sistema è basato sull'uso di tre tubi vidicon, ciascuno per un colore fondamentale (verde, rosso e blu). La luce che entra nella camera attraverso l'obiettivo è divisa

nei suoi colori fondamentali da due specchi dicroici; i tre fasci luminosi (rosso, verdu e blu) così ottenuti sono poi focalizzati sulle superfici fotoconduttive dei tubi vidicon per mezzo di piccoli obiettivi. Infine, i tre segnali uscenti dai vidicon seguono tre canali separati prima di essere ricomposti nel monitor.
Le applicazioni fondamentali della televisione a colori sono quelle in cui si è già affermata la televisione in bianco e nero; il colore rende ormai superato i bianco e nero in quanto, oltre a rendere più reale e viva la presentazione, in molti casi risulta indispensabile per controlli quantitativi o per applicazioni particolari nelle quali la realtà cromatica è di importanza fondamentale. (*c. p.*)

I nuovi impianti del Centro RAI-TV di Milano

Il Centro di Produzione Radiotelevisivo di Milano ha concluso la prima fase del piano di ampliamento in corso di attuazione.
Il Palazzo della Radio in Corso Sempione, la cui costruzione fu iniziata nel 1940 e con alterne vicende ultimata nel 1952, era già stato in varie riprese ingrandito finchè, nel 1958, giunse a coprire un'area di 1441 metri quadrati. Con l'ampliamento ora compiuto l'area coperta è aumentata di mq. 779 ma poichè esso è stato effettuato essenzialmente in linea verticale, l'importanza dei lavori emerge meglio da un confronto della cubatura: da mc. 100.792 nel 1958 a mc 135.486 degli impianti odierni, distribuiti in otto piani fuori terra e due interrati. Per conseguenza l'aumento è di mc. 34.694.
Gli studi sono aumentati da 4 a 6 nel palazzo di Corso Sempione da 1 a 3 quelli impiantati alla Fiera.
Il costo dell'ampliamento effettuato si aggira sui 5 miliardi di lire. Questa importante opera di adeguamento si è resa necessaria anche in vista delle nuove esigenze sorte per il secondo programma televisivo che, com'è noto ha iniziato regolarmente le sue trasmissioni (per i fortunati che sono riusciti ad adeguare il proprio impianto) il 4 novembre.
Nel corso di una conferenza stampa svoltasi presso il Centro, l'Amministratore Delegato e il Direttore Generale della Rai-TV, dopo avere illustrato ai giornalisti la consistenza e il significato dell'opera di ampliamento compiuta, hanno dato anche qualche notizia su questo secondo programma tanto atteso dagli utenti. Esso sarà allestito con il criterio di costituire un complemento del primo pur mantenendosi allo stesso livello di accessibilità intellettuale e artistica. In altre parole è stato scartato il principio di rivolgersi ad una massa differenziata, come il terzo programma radiofonico: il secondo canale TV si propone soltanto di offrire all'utenza una possibilità di scelta. C'è da sperare che non si ripeta l'inconveniente dei due principali programmi radiofonici che troppo spesso si trovano in coincidenza con trasmissioni di genere identico.
Il secondo programma televisivo avrà ogni sera la durata di circa due ore e mezzo. Consterà di due spettacoli diversi inframmezzati da un quarto di ora circa di telegiornale, fra le ore 22 e le 22,30 .
A proposito di radiofonia, che non ha esaurito la sua funzione e al contrario rivela sintomi di ripresa, specialmente per merito degli impianti automobilistici e delle radioline a transistori, anche per essa è previsto un potenziamento e miglioramento dei programmi.
Al Centro di Produzione di Milano della Rai-TV, nel quale sono occupate permenentemente 1.200 persone, fanno capo: per il settore televisivo, 36 impianti trasmittenti, di cui 3 trasmettitori e 33 ripetitori; per il settore radiofonico, 59 impianti trasmittenti, di cui 5 trasmettitori a modulazione di ampiezza, 6 trasmettitori a modulazione di frequenza e 48 ripetitori a modulazione di frequenza.
Una seconda fase di ampliamento del Centro di Milano è prevista per il periodo 1962-65. La cubatura complessiva degli edifici verrà portata a mc. 361 mila 299 e il numero degli studi televisivi nel palazzo di Corso Sempione salirà a dieci. (*v.o.*)

Per misure di pressioni che richiedano una notevole accuratezza è ora disponibile una serie di trasduttori a semiconduttore capaci di fornire fino a 5V di uscita, senza bisogno di amplificatori o di circuiti elettrici attivi. Prodotti dalla Dynisco (divisione della American Brake Shoe Co.) con una nuova tecnica per la compensazione termica e di linearità, questi trasduttori si prestano a una notevole gamma di applicazioni.

Abbonati RAI - TV al 21 ottobre

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia alla data del 21 ottobre 1961 hanno raggiunto la cifra di otto milioni 352.219 di cui due milioni 628 mila 739 anche alla televisione.
In confronto al 31 dicembre 1960, a quanto informa l'agenzia economica finanziaria, gli abbonati alle radiodiffusioni risultano aumentati di 346.851 e gli abbonati anche alla TV di 505.194. (*v.o.*)

Attività del Centro Studi Corsi gratuiti per corrispondenza

Allo scopo di recare un sia pur modesto, concreto contributo alla campagna nazionale per la « qualificazione professionale » il Centro Studi e Scambi Internazionali indice, anche quest'anno due corsi accelerati di lingua inglese, commerciale e di stenografia, per corrispondenza. I corsi sono gratuiti, non essendo richieste tasse o quote associative, ma unicamente il rimborso delle spese postali (correzione compiti) e delle dispense. Non occorrono libri di testo. Chiedere circolare esplicativa, allegando L. 100, anche in francobolli, al Segretario Generale del Centro Studi, via Corrado Segre n. 7, Roma, precisando il corso che interessa. (*c.s.s.i.*)

Una nuova camera fotografica per uso oscilloscopico viene presentata dalla Beattie-Coleman. Si tratta del modello Mark II Oscillotron, che qui viene riprodotto. Ulteriori informazioni possono essere ottenute alla Auriema-Europe S. A., Bruxelles, Belgio.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Continental Körting modello 42 - 618

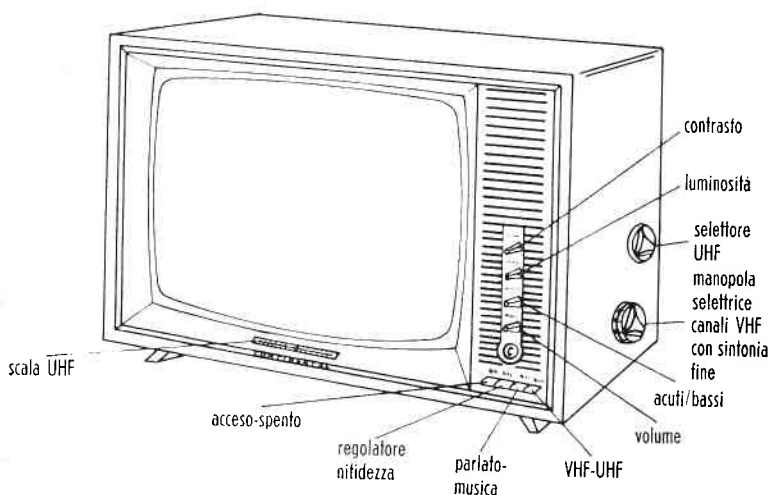



Fig. 1 - Disposizione dei comandi frontali e laterali.

1. - GENERALITA

I ricevitori per televisione *Continental-Körting* modello 42-618 fanno parte di una indovinata serie messa sul mercato dalla Ditta Continental Electric avente sede a Genova-Sampierdarena. Lo schema come al solito, completo di tutti i dati relativi il valore dei componenti e quelli utili per il controllo delle tensioni, è pubblicato nella rubrica *Archivio schemi* in questo stesso fascicolo. Si tratta di un televisore avente incorporato il selettore UHF per la ricezione del 2° programma, con cinescopio da 23"-110°.

Le principali caratteristiche sono le seguenti: 18 valvole, escluso il cinescopio più 5 diodi al germanio, 2 diodi al selenio e un raddrizzatore al silicio. Ingresso di antenna simmetrico con impedenza 240 Ω. *Sintonizzatore VHF* (figura 2), in circuito cascode, con selettore a tamburo realizzato con tubi del tipo PCC88 e PCF82, le quali assicurano un fruscio praticamente nullo. *Sintonizzatore UHF* (figura 3), con stadio amplificatore a radio frequenza con la valvola PC88 e stadio auto-oscillante-mescolatore con valvola PC86. Gli altri circuiti si distinguono per le seguenti caratteristiche: *Canale MF*: 8 circuiti base e 4 ausiliari con valvole EG80 e EF183 (2). L'amplificatore a media frequenza, nel quale si fa uso del circuito *EQV-Körting*, permette di ottenere una ottima nitidezza dell'immagine anche nelle condizioni di maggiore selettività. *Rivelatore*: con diodo al germanio. *Amplificatore video*, con valvola P(C)L84, particolarmente indovinato per ottenere un buon rapporto bianco-nero. *Regolatore della nitidezza* ottenuto tramite contro-reazione dipendente dalla frequenza. *Amplificatore CAG* con valvola PC(L) 84, generatrice del CAG, a impulsi. *Sezione suono* con valvole EF80 (2) e PCL86. *Rivelazione suono*, a rapporto mediante 2 x OA 172 con limitatore nell'amplificatore MF a due stadi. *Stadio finale BF* che permette una potenza di uscita a 9 W. *Separatore di sincronismi*, valvola ECH84. *Generatore di frequenza, orizzontale e stadio ad alta tensione*, con valvole ECH84, doppio diodo al selenio V40, C1, PL500, PY88, DY86. Notevole il circuito comparatore di frequenza e di fase per la sincronizzazione automatica dell'orizzontale, stabilizzato nei confronti di eventuali variazioni di tensione ed invecchiamento delle valvole. *Oscillatore finale verticale* e *soppressore di traccia*, con valvole ECC82 e PCL85. *Cinescopio* tipo AW59-90. *Media frequenza immagine*: 38,9 MHz. *Media frequenza suono*: 33,4 MHz.

2. - PARTICOLARI TECNICI

Il telaio è unico del tipo a cerniera con

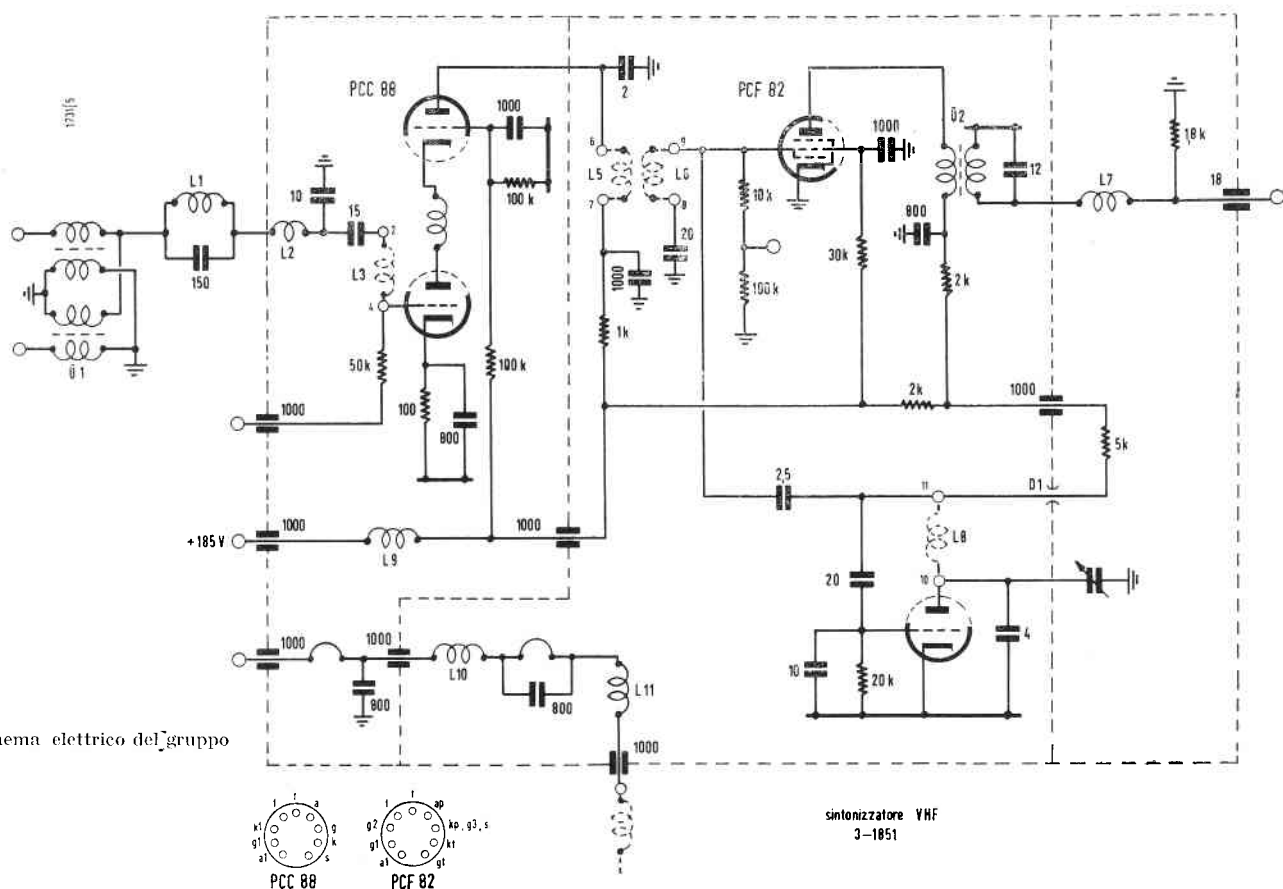



Fig. 2 - Schema elettrico del gruppo VHF.

bloccaggio rapido; costruzione angolare e collegamenti su circuiti stampati. Tale particolarità in unione alla razionalità del montaggio consentono di effettuare un completo controllo dell'apparecchio, da parte del tecnico, senza dover ricorrere a operazioni complicate. L'automatismo del contrasto, il regolatore di nitidezza, la stabilizzazione dei sincronismi, il filtro per le gradazioni dei toni fini, permettono di classificare questo televisore fra quelli di alta qualità.

3. - COMANDI

Anteriore: manopole: contrasto, luminosità, acuti/bassi e volume. *tasti*: acceso/spento, regolatore di nitidezza, parlato/musica, VHF/UHF.
Parete laterale: selettore canali e sintonia fine a mano VHF, manopola per sintonia UHF (figura 1).
Parete posteriore: sincronismo verticale.
Il selettore di canale VHF rende possibile la ricezione su tutti gli 8 canali esistenti più 4 canali di riserva.

4. - CONTROLLO DELLE TENSIONI

Come abbiamo detto più sopra, i valori delle tensioni che si debbono riscontrare nei vari punti del circuito sono riportati direttamente sullo schema. I nostri lettori sanno, dato che l'abbiamo segnalato più volte, che la misura delle tensioni anodiche deve essere eseguita tramite un voltmetro cc con sensibilità 20.000 Ω/V, mentre per la misura delle altre tensioni è consigliabile l'uso di un voltmetro a valvola in cc, con resistenza di ingresso praticamente infinita. Le correnti alternate si misurano con voltmetro in alternata a valore efficace.

5. - CONTROLLO FORME D'ONDA

In figura 4 sono riportate le forme di onda che si debbono osservare nei principali punti del circuito; anch'essi segnati sullo schema elettrico, secondo le istruzioni da noi ripetutamente date nel corso della descrizione di altri circuiti similari. Si dovrà far uso di un oscilloscopio a larga banda, dotato di probe avente una capacità di 15 pF ed una resistenza praticamente infinita.

6. - INSTALLAZIONE DEL TELEVISORE

Come abbiamo pubblicato recentemente, faremo del nostro meglio per rendere questa rubrica il meno monotona possibile dando per ogni descrizione qualche particolare che possa differenziarla da quelle precedenti. Così mentre nel numero scorso abbiamo pubblicato i valori delle resistenze che si debbono riscontrare per un dato tipo di circuito, per questo esemplare rite-

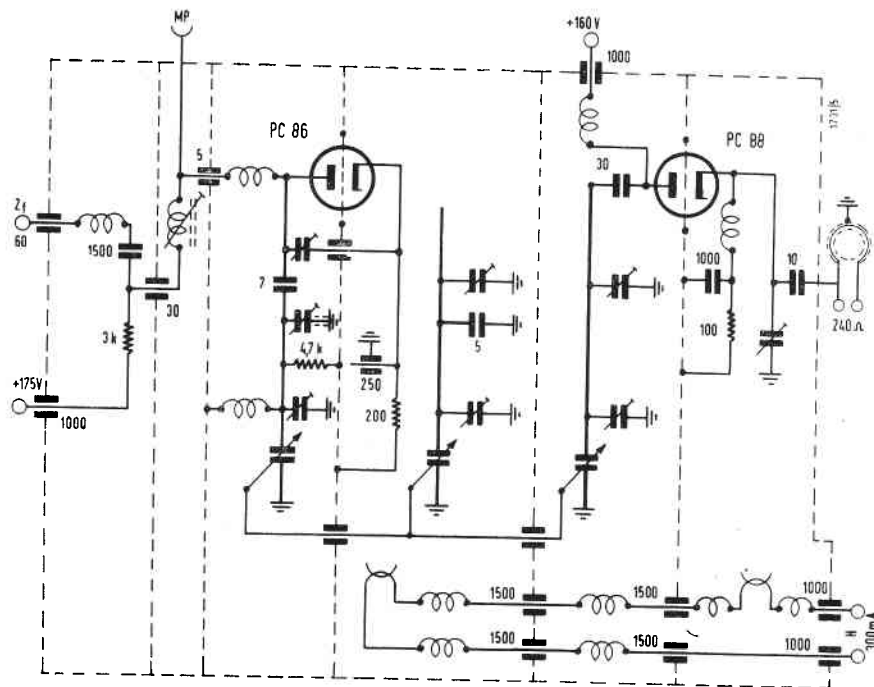



Fig. 3 - Schema elettrico del gruppo UHF, che impiega un tubo PC86 e uno PC88.

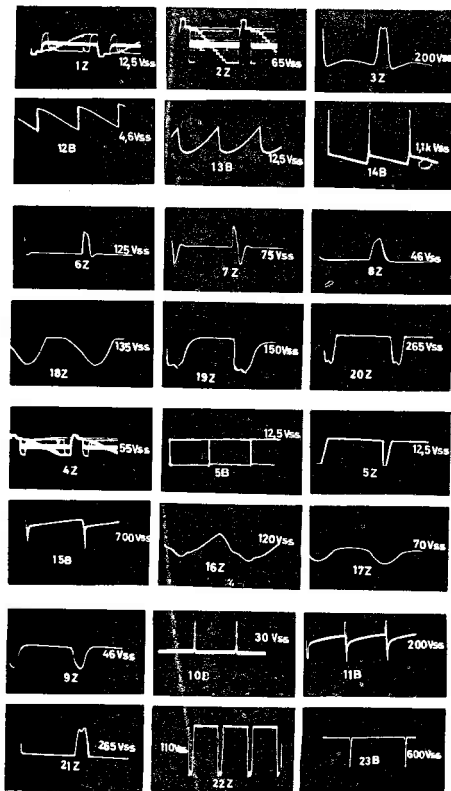



Fig. 4 - Forme d'onda rilevabili nei principali punti del circuito elettrico riportato nella rubrica Archivio schemi, a pag. 528 bis.

niamo opportuno intrattenerci sulle norme che occorre seguire per l'installazione e che sono date dal costruttore al fine di avere una buona ricezione. Esse d'altra parte sono utili a quei lettori aventi una minora esperienza e che ci hanno rivolto quesiti al riguardo.

7. - SISTEMAZIONE DEL TV

Occorre tenere presente che il televisore è previsto per l'alimentazione a corrente alternata 220 V, perciò nel caso debba essere inserito su delle reti funzionanti con tensioni diverse è necessario ricorrere all'uso di un trasformatore, o di un auto-trasformatore, ricordando che il consumo è di circa 170 W.

L'immagine dei televisori Continental 42-618 è molto luminosa e ricca di contrasti la qualcosa permette di non oscurare l'ambiente. Si tenga però presente che è buona regola installare il televisore in un punto nel quale lo schermo non venga colpito direttamente, ne dalla luce esterna ne da quella di illuminazione. Abbiamo già detto come sia buona norma che il televisore si trovi alla distanza di cinque o sei volte la diagonale del proprio schermo dall'occhio del tele-spettatore. Essendo la diagonale dello schermo di 23 " la distanza minima di osservazione non dovrebbe essere inferiore ai 3 metri.

Qualora *un tele-spettatore sia costretto a guardare l'immagine ad una distanza inferiore è quasi sempre soggetto ad un difetto visivo*, generalmente miopia, *in tal caso l'avvicinarsi allo schermo TV non servirà a correggere tale anomalia ed a migliorare la visione. Sarà perciò opportuno che il tecnico lo consigli a recarsi da un ottico per il controllo della vista. Infatti solo l'uso delle lenti, in questa evenienza, potrà servire a dare una visione nitida e reale dell'immagine.*

Abbiamo voluto segnalare questo caso, molto più frequente di quanto si creda, perchè esso sovente è l'unica causa di certe lamentele da parte del cliente. Per quanto riguarda le norme relative l'impianto di antenna ci siamo trattenuti recentemente nella rubrica a *Colloquio con i lettori*. Si tenga presente che in questo tipo di televisore occorre collegare l'antenna esterna alla boccola « Fern » affinchè il comando automatico di contrasto possa lavorare nelle migliori condizoni. Raramente, e solo nelle immediate vicinanze del trasmettitore, può essere consigliabile l'uso della boccola « Nah ».

È opportuno ricordare che i canali sono numerati da 2 a 13 dei quali gli ultimi quattro (10, 11, 12, 13) sono i canali di riserva.

8. - RICEZIONE SU UHF

Dopo aver premuto il tasto VHF/UHF si regola la manopola UHF per il canale locale, valendosi del controllo ottico posto sulla scala UHF sotto lo schermo. Dopo la solita regolazione del volume, del sincronismo e della luminosità, si ritocca la sintonia fine in modo da raggiungere le migliori condizioni di ricezione.

(il testo segue a pag. 521)

segnalazioni brevetti

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER MATERIALIZZARE INDICATIVI A PIÙ CIFRE, FACENDO USO DI RETI DI RESISTENZA REALIZZATE A GUISA DI CIRCUITI A COINCIDENZA.
La stessa (12-2730.059)

DISPOSITIVO E CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE PER APPARECCHI TELEVISIVI ED ALTRI APPARECCHI ELETTRODOMESTICI ALIMENTATI TRAMITE UNO STABILIZZATORE UN AUTOTRASFORMATORE OD ALTRO REGOLATORE.
F.E.I.B. (Italia) (12-2730-755)

ANTENNA INTERNA A CIRCUITI OSCILLATORI PER TELEVISIONE.
Mileto (Italia) (12-2730-629)

TUBO DI IMMAGAZZINAMENTO DI IMMAGINI A VISIONE DIRETTA A SEMITONO.
Hughes Aircraft Co. (USA) (12-2730-621)

PROCEDIMENTO ED IMPIANTO DI SEGNALAZIONE RADIOTELEGRAFICA PER LA NAVIGAZIONE MARITTIMA.
Nelli Pierre e Fugne (Francia) (12-2730-656)

DISPOSITIVO PER TRASMETTERE FREQUENZE VETTRICI SU LINEE AD ALTA TENSIONE, FACENDO USO IN CONDUTTORI A FASCIO.
Siemens & Halske (Germania) (18-119)

DISPOSITIVO DI TRASMISSIONE AD ONDA ELETTROMAGNETICA, PARTICOLARMENTE UTILE QUALE MODULATORE DI ALTA FREQUENZA A MICRO-ONDA, COMMUTATORE A MICRO-ONDA, E SIMILI.
Hughes Aircraft (USA) (16-119)

STAZIONE E SISTEMA PER RADIOCOMUNICAZIONI.
Marconi's Wireless Telegrafh Co. Ltd. (Inghilterra) (17-119)

CIRCUITO RICEVENTE TRANSISTORIZZATO.
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. (Paesi Bassi) (12-119)

TRASDUTTORE ELETTROMECCANICO RESISTIVO, PARTICOLARMENTE ADATTO PER MICROFONI.
Siemens & Halske (Germania) (12-119)

SELETTORE CERCATORE ELETTRONICO PARTICOLARMENTE ADATTO PER DISPOSITIVI DI COMMUTAZIONE IN IMPIANTI TELEFONICI E TELEGRAFICI.
La stessa (19-119)

SISTEMA DI CIRCUITI PER LIMITARE OSCILLAZIONI DI SEGNALI ELETTRICI.
Philips Gloeilampenfabriken (Paesi Bassi) (13-119)

DISPOSITIVO SINTONIZZATORE AVENTE UN TAMBURO PORTABOBINE ROTANTE.
La stessa (11-119)

MORSETTO CON SERRAFILI AD ANELLO PER IL COLLEGAMENTO DI CONDUTTORI ELETTRICI.
Caviglione e Burchi (Italia) (18-117)

PROCEDIMENTO DI COSTRUZIONE DI STRUTTURE LAMINARI ESENTI DA VUOTI, PARTICOLAMENTE PER L'APPLICAZIONE DEI RIVESTIMENTI A CONDUTTORI ISOLATI, E PRODOTTO OTTENUTO.
General Electric Co. (USA) (18-117)

PROCEDIMENTO PER LA PRODUZIONE DI RESISTENZE ELETTRICHE E RESISTENZE OTTENUTE CON TALE PROCEDIMENTO.
Metal Lux (Italia) (11-118)

TUBETTO IN MATERIALE PLASTICO DI PROTEZIONE E SOSTEGNO DELLA MATERIA ATTIVA POSITIVA FORMANTE PLACCHE O PIASTRE TUBOLARI PER ACCUMULATORI ELETTRICI ANCHE STAMPATE IN UN PEZZO UNICO.
Bonamini (Italia) (19-118)

PERFEZIONAMENTO NELLE LASTRE NEGATIVE PER ACCUMULATORI ELETTRICI, E PROCEDIMENTO PER CONFERIRE RESISTENZA ALLA OSSIDAZIONE A TALI LASTRE.
Electric Storage Battery (USA) (17-118)

PERFEZIONAMENTO NEI CIRCUITI DI COMMUTAZIONE.
Fielden Electronics (Gran Bretagna) (50 ID 493)

DISPOSITIVO DISCRIMINATORE PER ONDE ELETTROMAGNETICHE CORTISSIME.
Siemens e Halske (Germania) (50 ID 573)

METODO PER REALIZZARE UN GIRATORE.
Tesla Narodni Podnik (Cecoslovacchia) (50 ID 243)

RISONATORE PER ONDE ELETTROMAGNETICHE CORTISSIME REALIZZATO A GUISA DI RISONATORE A LINEA COASSIALE OD A CAVITÀ.
Siemens e Halske (Germania) (50 ID 243)

DISPOSITIVO PER LA TRASMISSIONE PREFERIBILMENTE DIREZIONALE DI ONDE ELETTROMAGNETICHE CORTISSIME.
Siemens e Halske (Germania) (51 ID 133)

RADIOTRASMETTITORE DI EMERGENZA PER NAUFRAGHI.
Telefunken (Germania) (51 ID 513)

DISPOSITIVO AUTOMATICO REGISTRATORE DI CIFRE E ALTRI SEGNI, E DI GRUPPI DI ESSI DURANTE LA LORO FORMAZIONE COL DISCO COMBINATORE DI UN APPARECCHIO TELEFONICO AUTOMATICO, COME PURE DI RELATIVI SPAZI DI SEPARAZIONE CON CONTROLLO DELL'EVENTUALE USO FRAUDOLENTO SIA DEL CONDUTTORE SIA DEL DISCO.
Gambarotta (Italia) (51 ID 893)

COMMUTATORE ELETTRONICO A TRANSISTORI PER CENTRALI TELEFONICHE.
General Telephone Laboratories Inc. (USA) (51 ID 193)

DISPOSITIVO ELETTRICO PER IL CONTEGGIO DI SEQUENZE DI IMPULSI SPECIE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
Fuji Tsushinki Seizo (Giappone) (51 ID 773)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVO PER LA CODIFICAZIONE DI INFORMAZIONI COSTITUITE DA PIÙ ELEMENTI PARTICOLARMENTE ADATTI PER LA SELEZIONE A CODICE DI NUMERI A PIÙ CIFRE IN SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI RICERCA PERSONE.
Siemens (Italia) (51 ID 553)

MOTORE ELETTRICO PER L'AZIONAMENTO DI MECCANISMO DI COMMUTAZIONE IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
Siemens e Halske (Germania) (51 ID 123)

MASSA ELASTICA DI RIEMPIMENTO PER MICROFONI PARTICOLARMENTE ADATTA PER LE CAPSULE MICROFONICHE DEGLI APPARECCHI TELEFONICI.
La stessa (51 ID 983)

DISPOSITIVO SERVENTE PER INTRODURRE, A TENUTA D'ACQUA E DI PRESSIONE, UN CAVO COASSIALE SOTTOMARINO PER TELECOMUNICAZIONI IN UN RECIPIENTE A TENUTA DI PRESSIONE, DESTINATO A CONTENERE AMPLIFICATORI, BOBINE PUPIN ED ELEMENTI SIMILARI.
La stessa (52 ID 943)

PROCEDIMENTO E DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER RICERCARE SELEZIONARE E STABILIRE VIE DI CONNESSIONE LIBERE IN UN CAMPO DI PUNTI DI ACCOPPIAMENTO A DUE GRADINI SPECIE IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
La stessa (52 ID 863)

IMPIANTO RADIO TRASMITTENTE E RICEVENTE COMPRENDENTE DEI MEZZI PER MIGLIORARE LE CARATTERISTICHE DI SOGLIA DEGLI IMPIANTI A MODULAZIONE DI FREQUENZA.
Canadian Westinghouse (USA) (52 ID 633)

SISTEMA PERFEZIONATO DI TRASMISSIONE TELEVISIVA NEL QUALE DEFORMAZIONI PROVOCATE IN UN MEZZO DEFORMABILE DA UN FASCIO ELETTRONICO VENGONO UTILIZZATE PER PRODURRE UNA IMMAGINE VISIBILE.
General Electric Co. (USA) (52 ID 393)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Principi di colorimetria fotoelettrica*

In questo articolo l'autore passa rapidamente in rassegna i diversi sistemi ottici ed elettrici impiegati nella fotocolorimetria. Le fotocellule che egli presenta in questa prima parte sono fotovoltaiche e fotoemettitrici. I circuiti con cellule fotoresistive e fotomoltiplicatrici, che permettono di ottenere dei risultati migliori, saranno studiati in un articolo successivo.

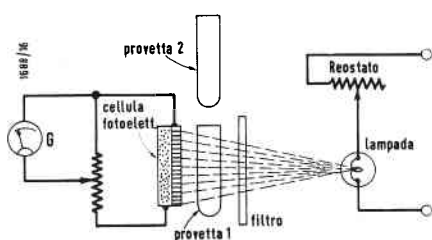



Fig. 1 - Colorimetro a cellula fotoelettrica.

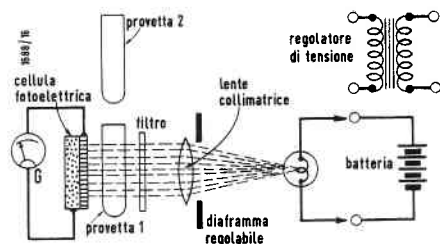



Fig. 2 - Colorimetro a cellula fotoelettrica con lente di correzione che permette di ottenere un fascio di luce parallela attraverso la provetta.

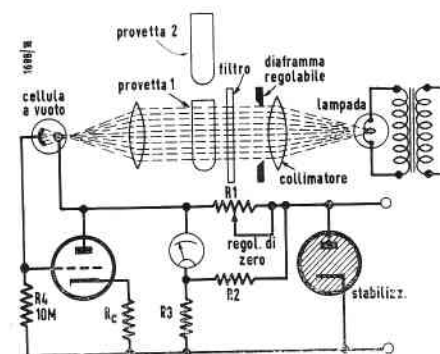



Fig. 3 - Se alla cellula fotoelettrica si fa seguire un amplificatore si aumenta la sensibilità del colorimetro.

1. - PRINCIPI FONDAMENTALI DELLA COLORIMETRIA FOTOELETTRICA

La colorimetria consiste nell'analisi rapida e precisa delle soluzioni chimiche nelle quali l'assorbimento o la trasmissione relativa è proporzionale alla concentrazione secondo la legge di Beer: $\log_{10}(I_0/I) = kcl$
dove I_0/I rappresenta il rapporto fra la quantità di luce incidente e la quantità di luce trasmessa attraverso lo spessore l della soluzione colorata di concentrazione c, espressa in grammi per litro. La costante k è caratteristica della soluzione, essa viene chiamata l'estinzione specifica. Il rapporto I_0/I rappresenta la trasmissione della soluzione solo in luce monocromatica a patto che la soluzione non diffonda la luce che la traversa. Si può usare anche la densità ottica, ossia il logaritmo decimale inverso della trasmissione, la quale è espresso in unità internazionali. Ricordiamo per completare il colorimetro ottico DUHOSQ usato per confrontare due soluzioni fra loro. Una delle due soluzioni ha una composizione ed una concentrazione note, l'altra ha una concentrazione incognita. L'una o l'altra delle due soluzioni deve essere modificata in intensità fino ad ottenere l'uguaglianza dei colori; si ha allora:

$$\frac{\text{Concentrazione soluzione incognita}}{\text{Concentrazione soluzione nota}} = \frac{\text{Intensità soluzione incognita}}{\text{Intensità soluzione nota}}$$

La precisione dell'eguaglianza del colore ottenuto dipende dalla luce monocromatica usata e dall'equazione personale (fattore umano), che dipende dall'esperienza, della stanchezza, da eventuali difetti di daltonismo. Nonostante tutto i colorimetri ottici, se usati in modo opportuno, possono dare dei risultati molto precisi, anche se ciò può sembrare impossibile.

Il colorimetro fotoelettrico elimina la equazione personale; in questo strumento le cause di errore possono essere ridotte al minimo, soprattutto se la sua costruzione viene studiata con cura e se l'uso viene effettuato con competenza.

2. - COLORIMETRO FOTOELETTRICO A LETTURA DIRETTA

Il fotocolorimetro a lettura diretta, almeno nella sua forma più semplice (fig. 1), è soggetto a molte cause di errore, tuttavia esso costituisce il punto di partenza per tutti i miglioramenti successivi. Inanzitutto la tensione di alimentazione della lampada non è regolata.

L'intensità luminosa di una lampada a filamento di tungsteno varia approssimativamente con la quarta potenza della variazione dalla tensione di alimentazione. La corrente fotoelettrica generata dalla fotocellula è opprossimativamente proporzionale all'illuminazione; cioè essa varia praticamente con la quarta potenza della tensione di alimentazione della lampada. Poiché è noto che la tensione di rete può subire delle rapide fluttuazioni del $\pm 10\%$, è evidente che non si potrà mantenere stabile la corrente fotoelettrica durante la misura. Per tale ragione, l'alimentazione della lampada esige una tensione stabilizzata. I regolatori di tensione più usati sono quelli a circuito risonante accordato che garantiscono una buona stabilizzazione.

Però questi non sono gli unici regolatori usati, possono infatti essere impiegati anche i regolatori a diodo di Zener, gli amplificatori magnetici, i regolatori a valvole. La sorgente idealmente perfetta rimane però la batteria di accumulatori caricata in tampone.

Una delle due provette in prova potrà contenere un solvente chiaro o trasparente, l'altra conterrà la soluzione da misurare. Dapprima si introduce sul percorso del fascio luminoso la provetta contenente la soluzione chiara, poi si regola il reostato di alimentazione ad anche il reostato del galvanometro fino ad ottenere un indicazione

(*) JACQUET, A. L., Colorimetrie photo-électrique, *Electronique Industrielle*, giugno 1961, pagina 197.

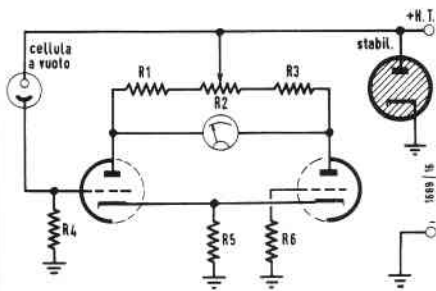



Fig. 4 - Con questo montaggio a ponte si ottiene una grande sensibilità ed una ottima precisione nelle misure colorimetriche.

Fig. 5 - Montaggio differenziale di due cellule fotoelettriche.

Fig. 6. Circuito differenziale con cellule fotoelettriche a vuoto.

Fig. 7 - Circuito differenziale a ponte.

Fig. 8 - Montaggio differenziale; in questo caso la compensazione è ottenuta otticamente per mezzo di un diaframma variabile.

sul galvanometro uguale a 100. Quando si introduce la soluzione incognita il galvanometro indica direttamente il tasso di trasmissione.

La manovra del reostato dell'alimentazione non è consigliabile perché essa fa variare la temperatura di colore delle luce emessa dal filamento della lampada, e ciò può portare a degli errori di lettura. L'uso della resistenza variabile in parallelo al galvanometro è più conveniente, però può dare anch'esso degli errori a causa della variazione del carico della cellula.

La soluzione migliore è quella di far variare la deviazione del galvanometro, variando la distanza della lampada od utilizzando un diaframma variabile oppure un filtro ottico di densità neutro.

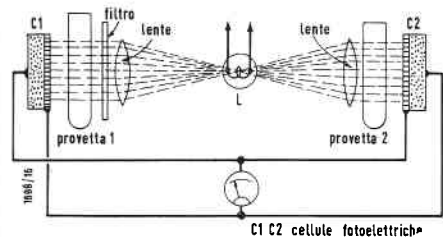
L'utilizzazione di un fascio di luce divergente ha lo svantaggio che, se gli indici di rifrazione dei due liquidi sono diversi l'area illuminata della cellula è pure diversa.

Questo fatto può portare a dei gravi errori perchè la superfidie delle cellule non è affatto uniformemente sensibile.

Dopo tutte queste considerazioni noi consiglieremmo lo schema della fig. 2 che può dare dei risultati soddisfacenti. Però con un tale circuito è necessario tracciare una curva di taratura per ogni soluzione da misurare. Questa curva si costruisce, tracciando il logaritmo di trasmissione di una serie di soluzioni campione, appositamente preparate ed aventi diverse concentrazioni. La curva sarà in genere una retta, non sarà una retta per le soluzioni che non seguono la legge di Beer.

Per aumentare la sensibilità del circuito noi consigliamo di sostituire la cellula fotoemettitrice ed il galvanometro con una cellula a vuoto ed un amplificatore (fig. 3). In posisione « lavoro » la deflessione massima dello strumento di misura si ottiene regolando l'apertura del diaframma, lo zero elettrico si ottiene regolando la resistenza R_1. Per ottenere dei buoni risultati è necessario che la valvola amplificatrice lavori nel tratto rettilineo della sua curva caratteristica e che la tensione anodica sia stabile. L'alimentazione anodica potrà essere ottenuta allora con una batteria di pile e di accumulatori, oppure con uno stabilizzatore elettronico.

La fig. 4 mostra un circuito meno sensibile alle variazioni della tensione di alimentazione. Questo circuito a ponte, ideato da WALD e successivamente perfezionato, utilizza due circuiti per le cellule. Il circuito della fig. 11 ha una sensibilità doppia di quello della fig. 4. Questi circuiti sono caratterizzati da una sensibilità molto elevata, possono infatti rivelare una variazione di corrente di 10^{-10} A, pur rimanendo relativamente insensibili alle fluttuazioni della tensione di alimentazione. Essi sono inoltre praticamente lineari in tutto il campo di misura. Per aumentare la sensibilità si può inserire un secondo stadio di amplificazione accoppiato al primo.

I circuiti « differenziali » godono un ottimo favore negli studi dei colorimetri a lettura diretta, perché con il loro impiego non è necessario stabilizzare la sorgente di alimentazione della lampada (fig. 5). La luce proveniente dalla lampada L passa attraverso due sistemi ottici, identici e cade su due fotocellule C_1 e C_2. Poiché le uscite di queste due fotocellule sono colllegate in opposizione, una variazione dell'intensità luminosa, dovuta ad una variazione dell'alimentazione, provoca nello strumento di misura due correnti uguali ed opposte. Si ottiene così una insensibilità perfetta alle fluttuazioni dell'intensità luminosa. L'introduzione della soluzione incognita modifica il fascio di una sola delle fotocellule. Come nei circuiti precedenti anche in questo si potrebbe tarare direttamente il galvanometro e le cellule potrebbero essere sia fotoemettitrici, sia a vuoto.

3. - COLORIMETRO A COMPENSAZIONE ELETTRICA

Si può anche utilizzare un metodo di misura per azzeramento, effettuando la lettura su un potenziometro la cui scala sia stata preventivamente tarata. Un circuito di questo tipo, utilizzante una sola cellula, è mostrato nella fig. 12. In questo caso la corrente fotovoltaica viene annullata con una corrente proveniente dal circuito potenziometrico. I potenziometri sono naturalmente tarati in trasmissione e densità ottica.

Per compensare le variazioni della cellula in funzione della corrente che l'attraversa, G. BLET ha proposto lo schema della fig. 13.

Il potenziometro è logaritmico e la taratura in densita ottica è lineare, si otttiene quindi una maggiore precisione di lettura.

Un altro circuito utilizza due cellule montate in un circuito differenziale (fig. 15). Il potenziometro R_1 è usato per l'azzeramento prima della misura ed il potenziometro R_2 per l'azzeramento dopo l'introduzione del campione da misurare. La taratura è naturalmente riportata su R_2.

4. - COLORIMETRO A COMPENSAZIONE OTTICA

Anche in questo caso è conveniente utilizzare i circuiti differenziali. Un diaframma regolabile disposto sul percorso dei raggi luminosi serve per la taratura iniziale dello zero. Il diaframma calibrato di compensazione serve per riottenere lo zero dopo l'introduzione del campione da misurare. Il vantaggio maggiore rispetto al metodo elettrico consiste nel fatto che le caratteristiche delle cellule sono invariabili il che

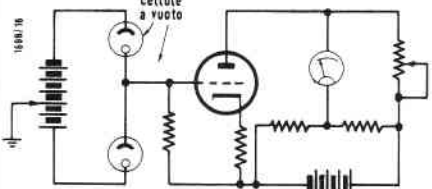
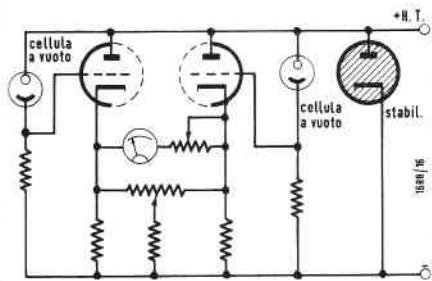
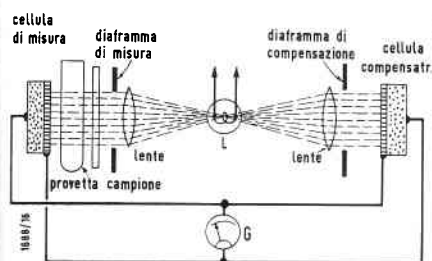
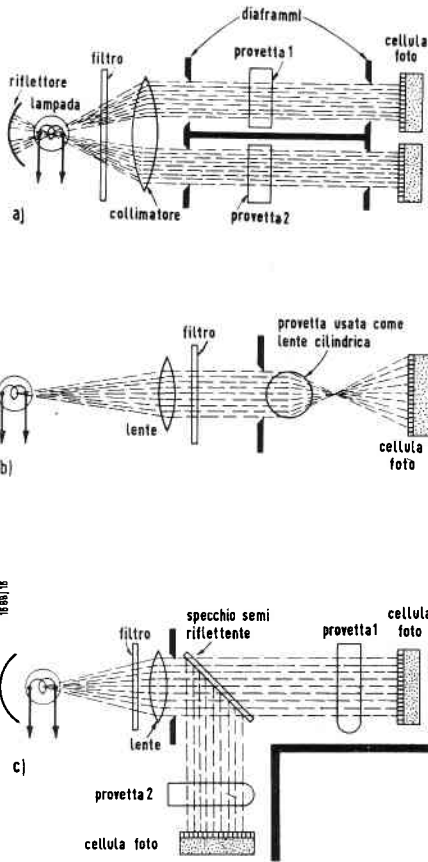



Fig. 9 - Nei montaggi differenziali si possono adottare diversi sistemi di compensazione. Le compensazioni ottiche sono da dreferirsi a quelle elettriche.

non succede con il carico variabile nel circuito.
Con questo sistema è possibile impiegare qualsiasi tipo di cellula.
I diaframmi non sono i soli compensatori ottici che si possono impiegare. Si ottengono gli stessi risultati con dei filtri lampada, oppure con uno specchio semiriflettente.

5. - FILTRI

L'uso dei filtri è necessario praticamente con tutte le soluzioni chimiche, almeno fino a che esse seguono la legge di Beer. Il filtro può anche essere omesso, ma allora, quando si traccerà il logaritmo della trasmissione in funzione della concentrazione, non si otterrà più una funzione lineare rettilinea e ciò può dare degli errori di interpolazione e di extrapolazione. È per questo che i filtri vengono sempre impiegati. Lo scopo dei filtri è quello di lasciare passare una benda molto stretta di lunghezza d'onda. Il filtro ideale safebbe quello che lascia passare una sola lunghezza d'onda, però lo strumento che ne risulta si chiama allora spettrometro ed il suo costo è molto elevato. In colorimetria la banda passante è di circa 500 Å, e ciò è più che sufficiente. La fig. 10 mostra le curve di passaggio di alcuni filtri. Il filtro da usarsi per i vari casi dipende dal colore della soluzione. La punta della curva di trasmissione del filtro deve coincidere con la punta di assorbimento della soluzione misurata. I principali filtri utilizzati sono 4200, 4650, 4900, 5300, 5500, 5800, 6200, 6500 Å.

6. - ERRORI IN COLORIMETRIA FOTOELETTRICA

L'applicazione dell'elettronica alla colorimetria non è affatto una panacea per tutti gli errori possibili. Se è vero che i colorimetri fotoelettrici eliminano l'errore dovuto all'aequazione personale, è per vero che rimangono molte altre cause di errore che possono essere eliminate solo con una scrupolosa progettazione e realizzazione dello strumento e con una utilizzazione accurata.

Una delle più importanti cause di errore è la luce riflessa. Per eliminare il suo effetto dannoso è necessario verniciare in nero opoca tutti i particolari interni dello strumento, eccettuata l'ottica. È inoltre raccomandabile inserire lungo il percorso dei raggi luminosi degli opportuni diaframmi in modo da permettere, il passaggio della sola luce che serve per la misura. Un esempio è indicato nella fig. 14, che mostra lo schema di un colorimetro di una grande ditta americana.
Anche gli effetti termici possono dare degli errori e purtroppo essi sono spesso trascurati. La lampada deve essere accesa alcune decine di minuti prima dell'utilizzazione per permettere al filamento di raggiungere l'equilibrio ter-

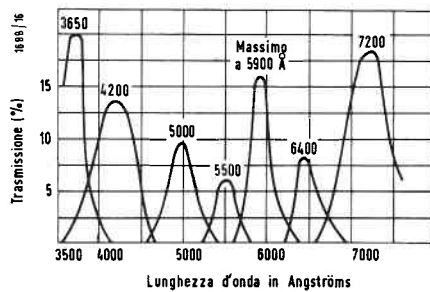



Fig. 10 - Qualche esempio di bande passanti dei filtri usati in colorimetria. La larghezza di banda non supera i 500 Å.

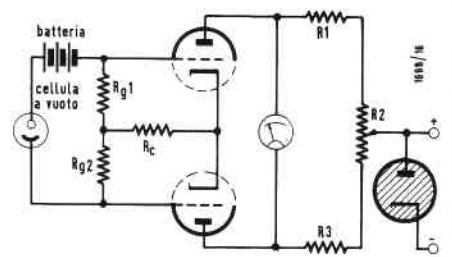



Fig. 11 - Circuito a ponte con cellula a vuoto.

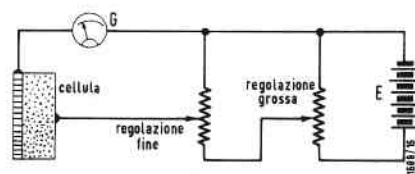



Fig. 12 - Schema di principio dello strumento per misura con il metodo di zero: la corrente della cellula viene annullata con una corrente uguale ed opposta regolata con i due potenziometri.

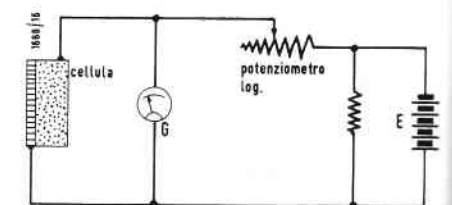



Fig. 13 - Colorimetro a compensazione: la scala del potenziometro logaritmico è tarata linearmente.

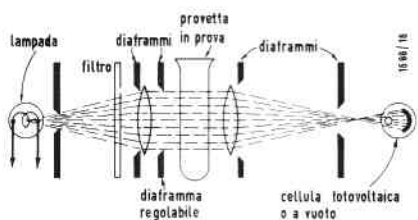



Fig. 14 - I vari diaframmi servono per eliminare i raggi riflessi parassiti.

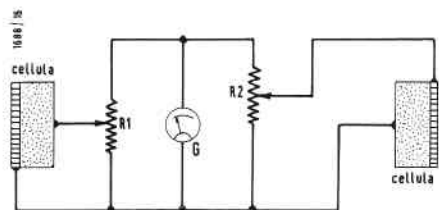



Fig. 15 - Circuito differenziale con compensazione elettrica.

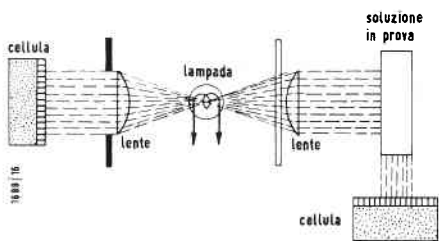



Fig. 16 - Disposizione degli elementi ottici nei nephelometri e nei fluorofotometri.

mico. Purtroppo anche le cellule risentono gli effetti del calore; è quindi prudente, se è possibile, allontanarle dalla lampada, oppure raffreddarle con circolazione di aria fresca.

Non si può naturalmente tollerare il deposito della polvere sugli elementi ottici, perché essa provoca le diffrazione della luce. Inoltre è bene pulire accuratamente tutti i contatti elettrici per evitare dei falsi condotti a resistenza variabile.

Il sistema ottico deve avere la stessa superficie di quella illuminata sulla cellula, che quindi non potrà differire in modo sensibili sia o meno il campione inserito nel percorso dei raggi luminosi. Naturalmente è più facile soddisfare questa condizione se si usa la luce parallela. Il diaframma a iride non è consigliabile per la misura dell'apertura a causa dei giochi sugli assi delle lamine che non permettono di riprodurre l'apertura con una precisione sufficiente.

7. - TURBIDOMETRO, NEPHELOMETRO, FLUOROFOTOMETRO

Il turbidometro, il nephelometro ed il fluorofotometro sono degli strumenti formati con gli stessi elementi ottici ed elettrici dei colorimetri. Essi sono dei derivati ottenuti con delle modifiche abbastanza semplici.

Il turbidometro è uno strumento usato per misurare la trasmissione ottica dei liquidi torbidi. Esso è molto simile al colorimetro. I liquidi da misurare differiranno però molto dalle soluzioni misurate con il colorimetro, saranno cioè dei liquidi più opachi e più densi. Come con il colorimetro anche con il turbidometro è necessario preparare delle curve di taratura per tutte le soluzioni da misurare. Queste curve vengono tracciate leggendo le indicazioni date da soluzione note. La relazione fra la torbidezza e la concentrazione non è lineare.

Il nephelometro ed il fluorofotometro sono simili come principio al colorimetro ed al turbidometro, differiscono però per il fatto che la luce agisce su una cellula disposta ad angolo retto rispetto al fascio dei raggi.

Nel fluorofotometro la luce è prodotta dalla fluorescenza della soluzione. Nel nephelometro si utilizza un raggio intenso di luce bianca, invece in fluorometria la fluorescenza viene eccitata per mezzo di luce ultravioletta. Lo schema semplificato di questi due strumenti è indicato nella fig. 16.

8. - APPLICAZIONI E SENSIBILITÀ

I colorimetri sono utilizzati per la misura di costituenti colorati naturalmente o di loro composti colorati. Il metodo colorimetrico si usa per l'analisi delle soluzioni a bassissima concentrazione per le quali i metodi volumetrici o gravimetrici normali sarebbero troppo grossolani. Per esempio in colorimetria è possibile titolare un milligrammo di fosforo minerale per litro di sangue.

L'utilizzazione principale dei turbidometri consiste nella determinazione dei solfuri e solfati presenti nelle derrate alimentari. Essi sono usati anche per la determinazione delle dimensioni e della distribuzione delle particelle. Con un tale strumento si può correntemente determinare con l'analisi in acqua una sospensione di una parte su un milione.

La migliore utilizzazione dei nephelometri riguarda l'analisi quantitativa di precipitati sottili, incolori ed insolubili. Per dare un'idea della sensibilità di tali apparecchi possiamo dire che essi permettono di rivelare la presenza di fosforo nel rapporto di uno su 330 milioni nell'acqua e di uno su 100 milioni nell'acetone.

I fluorofotometri si riservano la misura di certe vitamine, sopratutto la vitamina B_1 e la riboflavina (B_2), in estratti biologici che possono avere una concentrazione dell'ordine del milionesimo di grammo per litro.

In questo primo articolo abbiamo visto molto rapidamente come si combinano l'ottica e l'elettronica nella costruzione di apparecchi per i laboratori chimici. In seguito tratteremo dei perfezionamenti che si possono ottenere con le nuove cellule ed i fotomoltiplicatori. *A*

★ ★ ★

L'« ANNUARIO 1961 » della Rai, pubblicazione annuale curata dal Servizio Documentazione e Studi, riunisce in un volume di 573 pagine tutta l'attività svolta dall'Ente radiotelevisivo italiano nel corso del 1960. Il volume si apre con un panorama minuzioso dei programmi radiofonici e televisivi, sia ricreativi e culturali che giornalistici: viene esposto l'orientamento di fondo della revisione strutturale della produzione radiofonica attuata il 3 gennaio 1960, vengono descritti i principali problemi organizzativi e le linee fondamentali di sviluppo di un anno di produzione, vengono passate in esame le realizzazioni di maggiore impegno e gli obiettivi della radio e della televisione. Segue l'elencazione per generi di tutte le trasmissioni effettuate, con relativi autori e interpreti. Anche le attività in campo internazionale hanno un proprio capitolo; in esso viene descritta l'attività della « Rai-Corporation », società creata a New York per rappresentare direttamente la Rai negli Stati Uniti e nel Canadà. Si passa poi al massimo evento dell'anno: cioè viene esaminata tutta la impegnativa attività svolta dalla Rai per la XVII Olimpiade di Roma. Seguono un capitolo sulla Filodiffusione ed un altro sul Centro Elettronico Aziendale entrato in funzione il 1° gennaio 1961. Un capitolo è dedicato al Servizio Opinioni, che, al termine del primo quinquennio di inchieste sull'ascolto eseguite con continuità e tramite una organizzazione propria, non solo ha assunto una precisa fisionomia attraverso una esatta definizione dei propri compiti, ma ha anche messo a punto i vari metodi di indagine. Completano il volume i quadri dell'organizzazione aziendale e la riproduzione integrale delle Relazioni del Bilancio e dell'esame dettagliato del Bilancio e del Conto economico dell'esercizio 1960, in appendice ai quali sono tabelle e grafici concernenti gli abbonamenti, la consistenza numerica del personale, gli investimenti e le spese e gli introiti.

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Tachimetro di precisione a transistori*

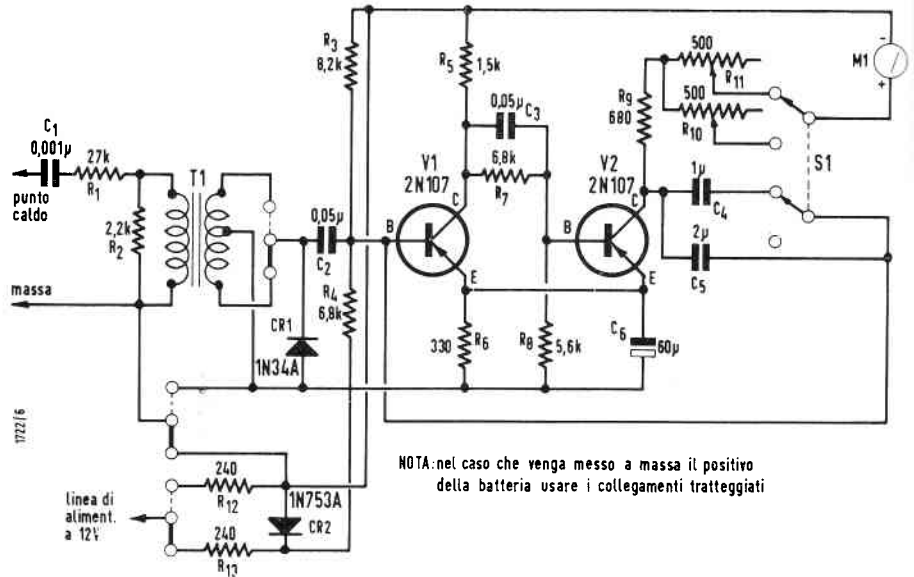
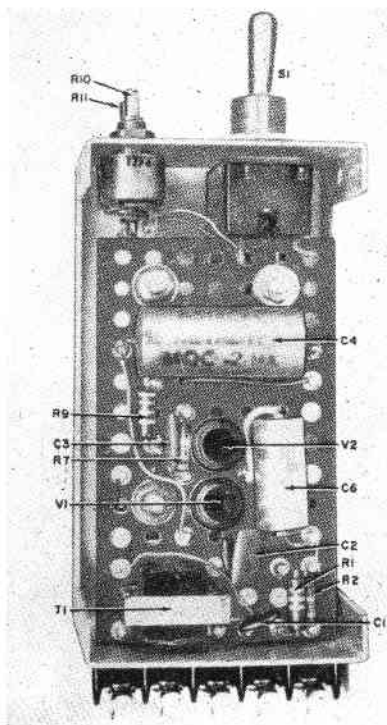



Fig. 1 - Circuito completo con regolatore Zener-CR_1 serve per tagliare gli impulsi negativi T_1 è collegato in modo da dare impulsi positivi in V_1.

Lo strumento descritto in questo articolo è stato progettato e costruito per un amico che aveva bisogno di un apparecchio preciso, stabile e di basso costo per la misura della velocità dei motori. Si tratta sostanzialmente di un misuratore di velocità di impulsi; esso può quindi essere usato anche per altri scopi, per esempio come frequenzimetro per audio frequenze oppure come contaimpulsi in un rivelatore di radiazioni. Esso può inoltre essere impiegato con vari trasduttori, può, per esempio, essere alimentato da un pick-up fotoelettrico.

Il principio di funzionamento è molto semplice; dopo averlo spiegato noi ci preoccuperemo inoltre di dare informazioni sufficienti per permettere al costruttore di modificare il complesso base al fine di adattarlo alle necessità particolari. Il costo dello strumento originale, che usa un milliamperometro da 2 mA, è risultato, ai prezzi del mercato americano, di circa 10.000 lire. Se si desidera uno strumento portatile si può alimentare con una batteria a mercurio da 6,75 V. Con ciò si elimina il diodo Zener regolatore, necessario quando lo strumento è montato su una automobile, e si riduce il costo totale di circa 2.500 lire.

1. - TEORIA DEL FUNZIONAMENTO

Le riviste tecniche hanno ormai descritto moltissimi tipi di tachimetri, perciò non ci soffermeremo su una discussione di carattere generale rimandando il lettore alla letteratura relativa.

I tachimetri normalmente si dividono in due grandi categorie: quelli che impiegano generatori a magnete permanente come i normali tachimetri che richiedono il collegamento meccanico ad un albero rotante e quelli che utilizzano gli impulsi derivati dal sistema di accensione, convenientemente amplificati. In questo secondo gruppo, che è l'unico costruibile da parte del dilettante, sono possibili molte variazioni. Uno di questi apparecchi disponibile come scatola di montaggio costa pressapoco lo stesso del tachimetro descritto in questo articolo. Esso monta un unico transistore ed è abbastanza rappresentativo del secondo gruppo. Il segnale di entrata viene derivato dal polo caldo del distributore, filtrato con un filtro passabasso e rettificato. Un filtro di media, che segue il raddrizzatore, dà una corrente proporzionale al numero di impulsi per unità di tempo (e quindi ai giri/min) ad un transistore che funziona come amplificatore lineare di corrente continua e che alimenta con il circuito di collettore o di emettitore lo strumento indicatore.

Questo tipo di circuito ha due inconvenienti molto gravi. Dapprima le oscillazioni della forma degli impulsi da una macchina all'altra possono modificare la taratura dello strumento, nonostante la presenza dei filtri. Ciò impedisce di usare lo strumento per misure precise, a meno che esso non venga tarato punto per punto con un tachimetro di precisione, nella particolare vettura in cui si vuole usare.

Ma quel che è peggio è che questo tipo di strumento è eccessivamente sensi-

(*) LARSEN, N.T., An accurate transistorized tachometer, *Electronics World*, giugno 1961, n. 6, pag. 59.

bile alle variazioni di temperatura, quindi è poco adatto per essere usato in una automobile. Si è trovato che la sensibilità alla temperatura è di circa 1% del valore di fondo scala per ogni grado Fahrenheit. Ciò non deve sorprendere, dato che l'amplificazione in corrente continua di molti transistori al germanio o al silicio risulta a 32 °C all'incirca 1,4 volte maggiore di quella a 4 °C. Ciò significa che la stessa frequenza in entrata a 32 °C dà una lettura superiore del 40 % di quella a 4 °C, a meno che non si usi una controreazione di compensazione. Perciò un tale strumento serve solo per dare una indicazione molto grossolana della velocità.

Questa situazione è ulteriormente aggravata dalla necessità di lavorare a bassa corrente di collettore a causa della bassa potenza trasmessa dal filtro. Ciò può fare in modo che la corrente di taglio amplificata del collettore (I_{co}) diventi una quantità non trascurabile rispetto alla corrente dello strumento a temperatura elevata. Questa corrente può variare nel rapporto da 1 a 10 per una variazione di temperatura di 20 °C, e ciò dà luogo ad una certa lettura anche a velocità nulla. In presenza di segnale questa deviazione si aggiunge alla deflessione normale e provoca un errore di lettura.

Fig. 2 - Circuito consigliato per la misura della resistenza interna dello strumento.

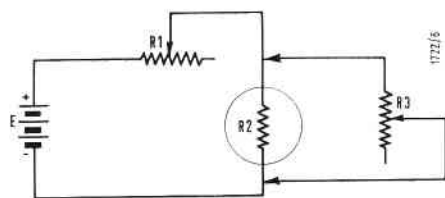
Sono stati studiati alcuni perfezionamenti per ridurre l'effetto della variazione della forma di impulso: si è per esempio proposto l'impiego di un preamplificatore saturato e di un diodo zener in modo da ottenere impulsi di ampiezza costante. Tuttavia il problema della temperatura rimane ancora grave se tale combinazione è eseguita da un amplificatore di potenza lineare. Una modifica che si è tentato di adattare è costituita da un amplificatore differenziale bilanciato a due transistori che comanda direttamente lo strumento in modo da ridurre lo spostamento dello zero. Tuttavia se i transistori non sono perfettamente accoppiati e se non si usa una certa quantità di controreazione in corrente continua non si ottengono dei risultati soddisfacenti. Si noterà sempre un certo spostamento dello zero e della taratura.

Con il semplice circuito della fig. 1 vengono completamente eliminati o resi trascurabili gli inconvenienti della instabilità di taratura causata dalle variazioni di temperatura e dell'errore di taratura dello zero causato dalla diversità delle forme d'onda. Inoltre con tale circuito si elimina anche la necessità di un microamperometro, sensibile e quindi costoso.

Osservando il circuito della fig. 1, si riconosce a prima vista che si tratta di un multivibratore monostabile. In questo circuito i transistori funzionano come commutatori, non come amplificatori lineari. La conseguenza, immediata di questo fatto è che, essendo i transistori « aperti » o « chiusi » al passaggio della corrente, le correnti istantanee che attraversano i transistori sono con buona approssimazione o uguali a zero, o uguali ad un certo valore determinato solo dalle resistenze di collettore o di emettitore e dalla tensione di alimentazione. Le caratteristiche dei transistori e le variazioni alle stesse provocate dalla temperatura non hanno alcun effetto apprezzabile. L'indipendenza della lettura delle caratteristiche del transistore è stata dimostrata sostituendo i transistori 2N107 ai transistori originali 2N241A. I nuovi transistori avevano una amplificazione 3,5 volte superiore, tuttavia la lettura di fondo scala variava meno del 2%.

Quando uno dei transistori è « aperto », la corrente che lo attraversa è in pratica minore della corrente normale amplificata I_{co}, perchè esso è leggermente controreazionato dall'altro transistore. Ciò significa che non si ha spostamento dello zero, infatti poichè la corrente in condizione di « chiuso » è minore dello 0,1% della corrente in condizione di « aperto » non è nemmeno necessario provvedere alla taratura dello zero. Quando uno dei transistori è « aperto », esso lavora in condizione di saturazione e la caduta collettore-emettitore è uguale a circa 0,2 V. Questa tensione rappresenta solo il 3% della tensione di alimentazione a 6 V, quindi se quest'ultima varia del 10% la corrente di passaggio varia solo dello 0,3%. Con ciò si può essere sicuri che la taratura iniziale rimane inalterata a qualsiasi temperatura in tutto il campo di funzionamento dello strumento.

A questo proposito ricordiamo però che, poichè l'insensibilità dalla temperatura dipende dal fatto che i transistori si comportano come dei commutatori, il tachimetro sarà stabile solo entro un certo campo di temperatura. Questo campo può essere allargato al massimo con una progettazione ben studiata; nel nostro circuito si prevede di potere ottenere un funzionamento sicuro nel campo da 4 °C a 50 °C. Al di fuori di questo campo l'innesco diventa poco sicuro ed ad un certo punto si ferma completamente.

Al di sotto del limite inferiore del campo di temperatura lo strumento commuta sul lato destro e vi si ferma; ciò significa che V_1 apre senza essere commutato e mandare V_2 in saturazione. Attraverso V_2 passano solo 4,2 mA, quindi non esiste il pericolo di rovinare il milliamperometro. Gli impulsi di comando non sono più capaci di chiudere V_1 e l'indice dello strumento rimane sullo zero. Il prototipo originale è stato posto in un frigorifero a 4 °C dopo essere stato accuratamente tarato al valore di fondo scala. Dopo il raggiungimento della temperatura di regime, il tachimetro è stato estratto e rapidamente provato. La taratura non era cambiata più dello spessore dell'indice. Dopo che

lo strumento era stato in esercizio per alcuni mesi, si è lasciata la macchina chiusa e ferma al sole, dopo avere posto un termometro vicino all'apparecchio. Dopo alcune ore si è controllato il funzionamento e notata la temperatura. Questa era superiore a 50 °C ed il funzionamento era ancora buono.

La potenza dissipata nei transistori è uguale approssimativamente al prodotto della media delle correnti di collettore per le tensioni di saturazione, se, come avviene in questo circuito, la commutazione è molto rapida. Perciò se la corrente media di collettore di V_2 è 2,0 mA, la corrente dissipata nel collettore e di 0,4 mW, mentre 4 mW vengono trasmessi al carico. Si ha quindi un rendimento del 91%; si possono ottenere dei rendimenti ancora maggiori, aumentando la tensione di alimentazione del collettore, però ciò non interessa il nostro campo. Il punto più importante è costituito dal fatto che con dei transistori a buon mercato si può mandare con maggiore sicurezza una maggiore potenza ad uno strumento meno caro e più robusto, di quel che non sia possibile con dei transistori, più grossi che funzionino come amplificatori lineari.

Un ulteriore vantaggio del sistema proposto sta nella indipendenza della linearità di indicazione dalla linearità dei transistori. La linearità dipende unicamente dalla linearità dello strumento impiegato, e se questo è sufficientemente buona basta tarare lo strumento in un unico punto della scala. Usando come indicatore uno strumento triplett mod. 630 ed un oscillatore audio come generatore, il primo prototipo non ha dato luogo ad un errore di linearità superiore all'1%, supponendo che lo strumento non abbia introdotto degli errori di compensazione.

2. - PARTICOLARITÀ DEL CIRCUITO

Come si è già detto il tachimetro è un multivibratore monostabile. Gli strumenti precedenti impiegavano dei filtri passa-basso in entrata in modo da ottenere degli impulsi di area (potenza) sufficiente per comandare il circuito di misura. Nel nostro caso si impiega invece un filtro passa-alto, perchè per comandare l'innesco del multivibratore occorre una potenza molto bassa ed inoltre perchè un impulso a fronte ripida provoca una commutazione molto più precisa. Nel circuito di entrata la funzione più importante di T_1 è quella di collegare lo strumento ai sistemi di accensione aventi sia il positivo, sia il negativo a massa. C_1 è un condensatore di blocco della corrente continua. La resistenza R_1, assieme alla bassa induttanza primaria di T_1, fa parte del filtro, passa alto. R_1 ed R_2 costituiscono un divisore di tensione che riduce l'ampiezza del segnale in entrata, altrimenti troppo elevata. In qualche caso potrà essere necessario regolare il valore di R_2; esso deve essere il più basso possibile, però tale da garantire un innesco sicuro anche alle massime temperature. Tale valore non è però critico e non ha alcuna influenza sulla taratura. Il diodo CR_1 serve per troncare le punte di tensione negative.

Il condensatore C_2 blocca la polarizzazione che potrebbe arrivare su V_1 dal secondario di T_1 ed inoltre agisce come un'altra sezione di filtro passa-alto, e ciò in collegamento con la resistenza in entrata del multivibratore. R_3 ed R_4 servono per polarizzare V_1. Se non si ricevono impulsi V_1 conduce. Le resistenze da R_3 ad R_8 sono state scelte in modo che quando V_2 è chiuso, V_1 risulti saturato. Quando V_1 è saturato, gli emettitori di ambedue i transistori si trovano a circa 1,08 V rispetto alla presa di massa positiva. Il collettore di V_1 è a circa 1,28 V. La base di V_2 è a circa — 0,5 V ciò significa che essa è polarizzata in senso inverso con circa 0,9 V, se si suppone che I_{co} sia eguale a zero. Quando con la temperatura aumenta I_{co}, diminuisce questa polarizzazione e ciò spiega l'esistenza del limite superiore di temperatura. Con questa polarizzazione la corrente di collettore di V_2 è uguale praticamente a zero e l'indicazione dello strumento è nulla.

Ora, se arriva sulla base di V_1 un impulso positivo di sufficiente ampiezza, esso viene portato fuori saturazione e la sua tensione di collettore aumenta, cioè essa tende verso la tensione negativa di alimentazione. Questo segnale negativo viene trasmesso alla base di V_2 attraverso C_3 e provoca lo sblocco di V_2. Quando V_2 comincia a condurre, il condensatore di ritardo C_5 accoppia l'oscillazione positiva del collettore di V_2 alla base di V_1, riducendo ulteriormente la sua conduzione. Questo tipo di rigenerazione provoca una rapida commutazione ed infatti poco dopo l'arrivo dell'impulso V_1 è bloccata e V_2 è saturata.

Il condensatore di ritardo C_5 viene caricato durante la commutazione in direzione tale da mantenere V_1 bloccato per un certo periodo di tempo determinato soprattutto da R_3, R_4, C_5 e dalla oscillazione di tensione del collettore di V_2. Quando V_1 ritorna a condurre si porta rapidamente in saturazione, V_2 è bloccato ed il circuito è pronto per ricevere il secondo impulso.

La corrente che attraversa V_2 è costituita da una serie di impulsi rettangolari. Tali impulsi hanno una frequenza che riproduce esattamente quella degli impulsi in entrata, l'ampiezza dipende invece dalla tensione di alimentazione e dalle resistenze di carico e la durata degli impulsi dipende soprattutto dal condensatore di ritardo. Gli impulsi danno quindi luogo ad una tensione media continua il cui valore è proporzionale al prodotto della frequenza degli impulsi per l'area di ogni impulso. Quindi lo strumento inserito nel circuito di collettore assume una deviazione proporzionale alla frequenza, ammesso che esso misuri la corrente media e non i picchi. La maggior parte degli strumenti è sufficientemente smorzata per indicare la media, solo per frequenze inferiori ai 20 Hz si nota una oscillazione dell'indice. Ciò si ha quando un motore da 6 cilindri compie 400 giri al minuto.

Gli altri componenti che non sono stati menzionati sono C_6 e le resistenze del collettore di V_2. C_6 favorisce la commutazione in quanto abbassa l'impedenza della sorgente di carica per C_5 durante il periodo di commutazione. Le resistenze da R_9 ad R_{11} e la resistenza interna dello strumento formano il carico di V_2. È desiderabile che, dopo che l'apparecchio è stato tarato, la resistenza sul collettore di V_2 rimanga vicina a 1000 Ω, entro il 10% se possibile.

Si possono trovare strumenti di qualità molto diversa, però, in questo caso va molto meglio uno strumento con una resistenza interna da 500 Ω, o meno, che non uno strumento costoso, avente una alta resistenza interna ed un basso smorzamento. Gli strumenti importati dal Giappone vanno in genere bene. Se non è nota la resistenza interna dello strumento, si può misurarla facilmente con il circuito indicato nella fig. 2. R_1 ed R_3 sono delle resistenze variabili e R_2 è la resistenza dello strumento. Dopo avere staccato R_3 si regola R_1 fino ad ottenere una indicazione di fondo scala. Con una pila a secco da 1,55 V R_1 dovrà avere in genere un valore di 1000-2000 Ω. Poi si aggiunge R_3 e lo si regola fino a portare la lettura ad una certa frazione K del valore di fondo scala. Con il valore di E indicato R_3 varierà in genere da 10 a 500 Ω. Poi si stacca la batteria e si misurano R_2 ed R_3 con un ohmetro. La relazione esatta fra la resistenze è la seguente:

$$R_2 = \frac{R_3}{\dfrac{K}{1-K} - \dfrac{R_3}{R_1}}$$

ammesso però che la resistenza interna di E sia piccola rispetto ad R_1. Ciò è vero se la pila è relativamente nuova. Se R_2 viene regolato in modo da dare esattamente $K = 1/2$ l'equazione si semplifica:

$$R_2 = \frac{R_3}{1 - \dfrac{R_3}{R_1}}$$

Nella maggior parte dei casi R_1 sarà molto maggiore di R_3 e la frazione $\dfrac{R_3}{R_1}$ può essere trascurata rispetto all'unità, quindi R_2 può essere considerato uguale a R_3. Tuttavia se la resistenza dello strumento fosse di 500 Ω e se si trascurasse il rapporto R_3/R_1 si arrive-

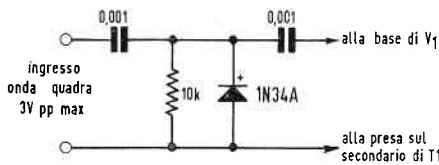



Fig. 3 - Con questo circuito di differenziazione si possono ottenere dei rapidi impulsi positivi da un'onda quadra.

rebbe a determinare per R_2 un valore di 339 Ω, e questo sarebbe un errore abbastanza grossolano.
Lo strumento illustrato in questo articolo è stato studiato per essere installato in una vettura da turismo. Esso ha due gamme: da 0 a 100 giri/min. e da 0 a 5000 giri/min. La portata inferiore è stata inclusa per avere una migliore precisione di lettura durante la regolazione del regime minimo del motore.
In un motore a quattro tempi ciascuna candela si accende una volta ogni due giri dell'albero motore in modo che si hanno nello spinterogeno tre impulsi ad ogni giro nel caso del motore a sei cilindri; quindi il tachimetro riceve in entrata una frequenza uguale al numero dei giri diviso per 20.
Per le macchine da corsa e per i maniaci della velocità sarebbe forse necessario aumentare la portata anche a più di 6000 giri/min. Altri potrebbero invece aver bisogno di portate diverse per scopi speciali, per esempio per il controllo dell'anticipo automatico. Può darsi poi che qualcuno abbia uno strumento con una portata diversa da 2 mA. Tutti questi problemi si possono risolvere con la formula approssimata:

$$I = 0{,}0285\, f\, C$$

dove I è la corrente dello strumento in mA, f la frequenza in Hz e C la capacità del condensatore di ritardo (C_5) in μF. L'equazione può essere usata per valutare in modo grossolano uno dei tre elementi, quando sono noti gli altri due. Per esempio se si desidera ottenere una deviazione di fondo scala in uno strumento da 1,2 mA con una frequenza di 250 Hz il condensatore C_5 deve avere una capacità di 0,167 μF. Questo è un valore corretto a meno del ± 10%, ammesso che le resistenze del circuito abbiano una tolleranza del ± 5% e che la tensione di alimentazione sia esattamente uguale a 6 V. Delle piccole differenze possono essere corrette con il potenziometro di taratura. In questo modo si possono ottenere tutte le scale desiderate e si può usare qualsiasi tipo di strumento. Si deve però tenere presente che il campo delle possibili combinazioni non è illimitato. Per esempio con uno strumento da 2 mA si può arrivare ad una frequenza minima di fondo scala di 60 Hz. Per delle frequenza minori occorre usare uno strumento più sensibile al fine di evitare la sovrapposizione degli impulsi e in conseguenza la non linearità ed i difetti di comando dello sblocco. Dall'altra parte la massima frequenza che si può ancora misurare con una scala lineare è di circa 1,2 kHz. Al di sopra di questo limite si deve by-passare l'induttanza dello strumento e si devono usare transistori aventi migliori caratteristiche di commutazione al fine di mantenere la forma rettangolare degli impulsi.

3. - NOTE COSTRUTTIVE

La costruzione è molto semplice e noi non ci dilungheremo in dettagli. Il cablaggio e la disposizione dei componenti non sono critici; inoltre molti dei componenti utilizzati dall'autore provenivano da recuperi, quindi in caso di acquisto ci si può rivolgere verso elementi standard. Naturalmente, se gli elementi vengono cambiati con altri di forma e dimensioni diverse, oppure se si vuole inserire anche la batteria di alimentazione si dovrà cambiare la disposizione. In generale però il tipo di costruzione adottato può andare sempre bene per questo tipo di strumenti, perciò si è ritenuto opportuno illustrarlo con una fotografia. La piastra perforata si può trovare facilmente presso i rivenditori.
Se si vuole costruire uno strumento più compatto si possono usare le resistenze in ohmite da 0,1 W della serie TR che vanno bene per tutti i casi tranne che per R_{12} e R_{13}. Per la capacità di ritardo si può usare un condensatore in carta metallizzata ma non un condensatore elettrolitico. Come potenziometri di taratura si possono usare resistenze sia a carbone, sia a filo; è preferibile usare però i tipi che hanno un comando a cacciavite o che sono provvisti di un sistema di blocco.
I collegamenti tratteggiati della fig. 1, servono per il caso in cui la batteria dell'autovettura abbia a massa il positivo. Come interruttore si può usarne uno a tre pali ed a due posizioni. Nel caso in cui il tachimetro venga usato solo su una vettura si può omettere l'interruttore e la resistenza non utilizzata (R_{12} o R_{13}).
L'alimentazione può essere derivata da una batteria a mercurio se si vuole che lo strumento sia portatile, oppure dalla batteria della vettura in caso di montaggio definitivo. In questo caso è necessaria una regolazione di tensione con diodo zener (CR_2), inoltre si raccomanda che lo zener usato abbia una tolleranza del ± 5% se si vuole potere utilizzare l'intero campo di temperatura. L'assorbimento medio di corrente (zener escluso) è di circa 4 mA. Con un sistema di accensione a 6 V è impossibile ottenere contemporaneamente una buona regolazione della tensione di alimentazione (necessaria per avere una taratura stabile) ed un ampio campo di temperatura, senza dissipare una potenza eccessiva nel regolatore. Perciò se si desidera montare questo circuito nelle vetture con batteria a 6 V conviene usare una batteria indipendente.

4. - TARATURA

La taratura completa è molto semplice. La sorgente di segnali più conveniente è costituita o da un generatore di impulsi di precisione oppure da un generatore di onde quadre audio.
Se si dispone solo di un generatore ad onde sinusoidali si può trasformare la sua uscita in onde quadre mediante un « trigger » di Schmitt. Per questo scopo si può usare sia un circuito a transistori, sia uno a valvole, è però importante ricordare che l'ampiezza degli impulsi deve essere inferiore ai 3 V. Se non è possibile disporre nemmeno di un generatore audio si può usare la frequenza di rete a 50 Hz che dà un punto di taratura a 1500 giri per i motori a 4 cilindri. Naturalmente ciò è un po' poco se si vuole tarare uno strumento con una portata di 5000 giri/min; tuttavia la linearità è abbastanza buona e l'errore complessivo non molto grosso.
Se si usa un'onda quadra è necessario differenziarla, eliminando gli impulsi negativi. La serie delle punte positive viene usata per comandare il tachimetro, il segnale viene applicato alla base di V_1 attraverso un condensatore da 0,001 μF. Un circuito adatto è indicato nella fig. 3.
Per la taratura si devono portare i potenziometri al centro della loro gamma ed inoltre si deve collegare, se necessario, un trimmer al condensatore di ritardo in modo da ottenere una indicazione prossima alla frequenza della sorgente di impulsi. La regolazione finale viene effettuata con i potenziometri bloccati. Se non si ha uno strumento con una scala adatta si deve provvedere a tracciare a mano la scala. *A*

servizio TV

Note di servizio

(segue da pag. 512)

9. - COMANDO A DISTANZA

Questo televisore è munito di comando a distanza il quale permette di regolare, nel caso ve ne sia il bisogno, la luminosità ed il suono dal punto di osservazione. Lo boccola nella quale si deve introdurre il cavo di comando a distanza si trova sulla parete posteriore del televisore.

10. MESSA A PUNTO E TARATURA

Per le operazioni di messa a punto e di taratura esistono appositi punti di controllo facilmente individuabili nello schema elettrico. Per le normali regolazioni dell'immagine, non eseguibili tramite i comandi esterni, esistono i corrispondenti comandi, semi-fissi, facilmente individuabili. *A*

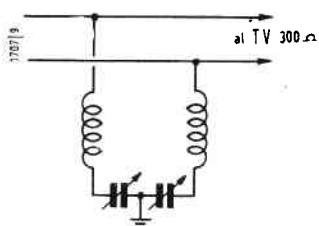



Fig. 1/0276

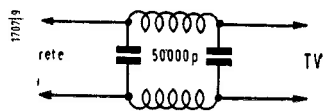



Fig. 2/0276

Fig. 3/0276

Interferenza di stazione a RF sulla ricezione TV

0276 – *Sig. L. Del Giudice – La Spezia*

Allo scopo di permetterci di rispondere con maggiore esattezza al suo quesito sarebbe stato opportuno che ci avesse indicato ha quale fenomeno di striatura da luogo, sullo schermo del cinescopio, la stazione interferente. Sarebbe stato pure interessante conoscere la frequenza fondamentale della stazione, dato di non difficile reperibilità in considerazione della vicinanza alla sua abitazione. Ciò ci avrebbe permesso di formulare dei giudizi maggiormente precisi. Infatti una stazione trasmittente interferente, nei confronti delle ricezioni televisiva, può dar luogo ai seguenti, principali, fenomeni:

1°) *Segnali a radio frequenza di stazione emittente, dovuti alla frequenza fondamentale oppure ad una frequenza armonica il cui valore interessa il canale TV nel quale si effettua la ricezione.* (Nel suo caso, può trattarsi, tutto al più, di frequenza armonica).

Se la posizione della stazione è opposta, o quasi, a quella del trasmettitore TV potrebbe rimediare all'inconveniente facendo uso di un antenna tipo *corner*, sulla quale ci siamo intrattenuti più volte in questa stessa rubrica, munendola di una discesa a cavetto coassiale. Nel caso che la posizione della stessa differisca solo sensibilmente da quella del trasmettitore TV occorre orientare l'antenna in modo tale da rendere possibile la ricezione dei segnali utili. Può tentare di eliminare l'inconveniente realizzando un circuito trappola costituito da quattro spire e mezzo di filo smaltato da un millimetro, avvolto su di un nucleo regolabile avente un diametro di 10 millimetri e da due condensatori regolabili con capacità da 2-30 pF ciascuno, inserito come visibile in figura 1, all'ingresso del ricevitore TV. In presenza dei due segnali si agisce sui nuclei e sui condensatori in modo da eliminare il segnale interferente.

2°) *Segnale a radio frequenza di stazione emittente che lavora su di una frequenza che differisce da quella del canale ricevuto del doppio del valore della frequenza intermedia del televisore.* Questo fenomeno si può notare per un dato televisore e non per altri, anche se posti nello stesso locale, qualora essi abbiano una frequenza intermedia di valore diverso dal primo. Naturalmente tanto questo tipo di interferenza quanto quella del primo caso debbono sparire qualora si cambi canale di ricezione.

Per eliminare l'inconveniente, oltre alle precauzione di cui sopra, si può far ricorso a dei tronchi di linea in quarto d'onda oppure ad un filtro simile a quello di figura 1. Talvolta la frequenza disturbatrice può giungere al televisore tramite la rete di alimentazione in tal caso occorre realizzare un filtro del tipo di quello indicato in figura 2. Le bobine che dovranno avere una induttanza di 1 mH ciascuna saranno costruite avvolgendo del filo smaltato da 10/10 su due rocchetti. Il filtro dovrà essere contenuto in una cassetta di alluminio collegata a massa.

3°) *Segnali a radio frequenza di stazione emittente la cui frequenza è compresa fra quelle della banda dell'amplificatore a frequenza intermedia del video.* Questi segnali in relazione alla loro elevata intensità possono passare attraverso il circuito a RF oppure possono essere captati direttamente dall'amplificatore video. Si tratta di un anomalia che generalmente è dovuto a schermatura difettosa del ricevitore TV e che si può eliminare inserendo all'ingresso di quest'ultimo un filtro passa alto accordato sulla frequenza intermedia video.

In figura 3*a* si riporta lo schema di un circuito adatto ad attenuare le frequenze comprese fra 40 e 47 MHz e adatto per cavo coassiale a 75 Ω. In figura 3*b* si ha un circuito similare ma adatto per impedenze a 300 Ω. Nel primo caso le bobine saranno costruite con filo smaltato da 8/10 avvolte su di un nucleo regolabile avente un diametro di 6 millimetri (induttanza circa 0.30 μH). Nel secondo caso le bobine, dello stesso filo, saranno composte da 6 spire avvolte in aria su di un diametro di 8 millimetri (induttanza circa 0.20 μH). Esistono altri casi di interferenza che però esulano, a quanto pare, dal quesito che lei ci ha posto.

(*P. Soati*)

Delucidazioni circa un ricevitore-convertitore a transistori per i 145 MHz.

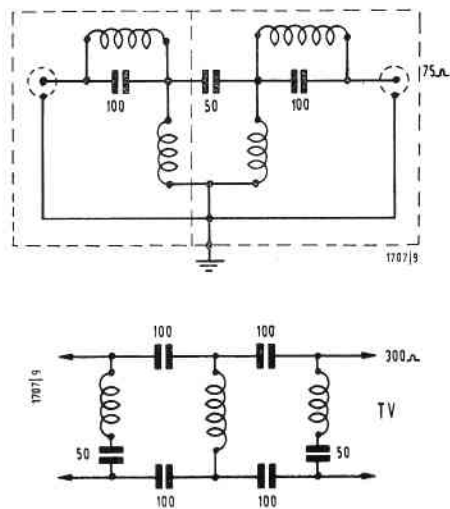
0277 – *C. Fadda – Napoli.*

L'apparecchio descritto nel dicembre 1960 (*l'antenna*, n. 12) non è altro che un convertitore per i 145 MHz, le cui oscillazioni locali a 120 MHz si ottengono tramite un quarzo lavorante in *overtone* su 40 MHz, del tipo a doppia conversione di frequenza.

L'uscita a 455 kHz deve essere applicata ad un altro apparecchio munito dei circuiti rivelatori ed amplificatore di bassa frequenza.

Il convertitore VHF vero e proprio fa uso di quattro transistori RCA, del tipo « drift », nei seguenti stadi: amplificatore VHF, mescolatore, oscillatore, overtone 40 MHz, triplicatore di frequenza 120 MHz. Il collettore del mescolatore fa capo all'estremità calda di un circuito accordato su 25 MHz regolabile a mezzo di nucleo magnetico, dato che la differenza fra la frequenza ricevibile di 145 MHz e quella del circuito triplicatore a 120 MHz è per l'appunto di 25 MHz. L'emettitore del transistore oscillatore 2N247 è collegato ad una resistenza di 200 ohm e ad una bobina di arresto avvolta su di un tubo di ferrite. Mentre l'emettitore del transistore triplicatore è collegato a massa tramite una resistenza di 510 ohm, il suo collettore fa capo all'estremità calda della bobina di uscita accordata su 120 MHz.

Per quanto concerne il circuito relativo il cambio di frequenza, nel quale sono usati transistori del tipo 2N247 RCA, la frequenza della prima MF è variabile fra 24 e 26 MHz. Al circuito accordato del collettore del primo mescolatore sono accoppiate alla base del primo transistore media frequenza cinque spire di filo. Tale accoppiamento non avviene direttamente ma tramite un diodo al silicio, del tipo francese THP21, polarizzato dal sistema di regolazione automatica. I circuiti di collettore dei due transistori amplificatori a 24/26 MHz sono simili.

È da tenere presente che tutti i condensatori fissi usati nei circuiti accordati dovrebbero avere una precisione del 2%. L'oscillatore variabile è montato con la base a massa, con una reazione di emettitore ottenuta dal collettore, tramite una capacità di scarso valore. La tensione di alimentazione dell'oscillatore è stabilizzata d 6 V a mezzo di un diodo zener. Il collegamento fra il mescolatore ed il secondario del circuito collettore del 2° amplificatore è stato ottenuto tramite qualche centimetro di cavo coassiale subminiatura. L'anima del cavo coassiale è stata saldata ad un relé miniatura (Manif. Doloise) fissato allo chassis nelle vicinanze del trimmer dell'oscillatore. La capacità è tale da

permettere una sufficiente **mescolazione dei** segnali. Come condensatore **triplo, nell'ap**parecchio originale è **stato usato un** Arena, francese, avente **una capacità minima** di 7 pF e massima di 29 **pF.**

Per quanto concerne **il montaggio** esso è affidato un poco all'inventiva del costruttore, tenendo presente che per il tipo di demoltiplica dei comandi è stato adottato un metodo che in Italia può essere risolto diversamente, data la disponibilità sul mercato di ottimi demoltiplicatori.

Il convertitore VHF è stato costruito su di un chassis alto 35 mm, lungo 78 e largo 72 mm. Sul lato sinistro sono stati montati la presa coassiale, la base di alimentazione e i due condensatori da 800 pF. Sul lato destro sono stati saldati tre tubi di rame, aventi 6 mm di diametro interno e la lunghezza di 25 mm, e collegati al lato sinistro dell'altro chassis. Uno schermo posto nel senso della lunghezza, nella parte inferiore dello chassis, serve a separare l'oscillatore ed il triplicatore dagli altri circuiti. Lo chassis relativo il secondo cambio di frequenza è alto 35 mm lungo 102 e largo 72 mm. Nel lato sinistro è montato il demoltiplicatore a vite senza fine. Il variabile è sistemato nella parte superiore dello chassis.

Nel caso queste note non fossero sufficienti, posso procurarle delle note in lingua francese, più dettagliate.

(P. Soati)

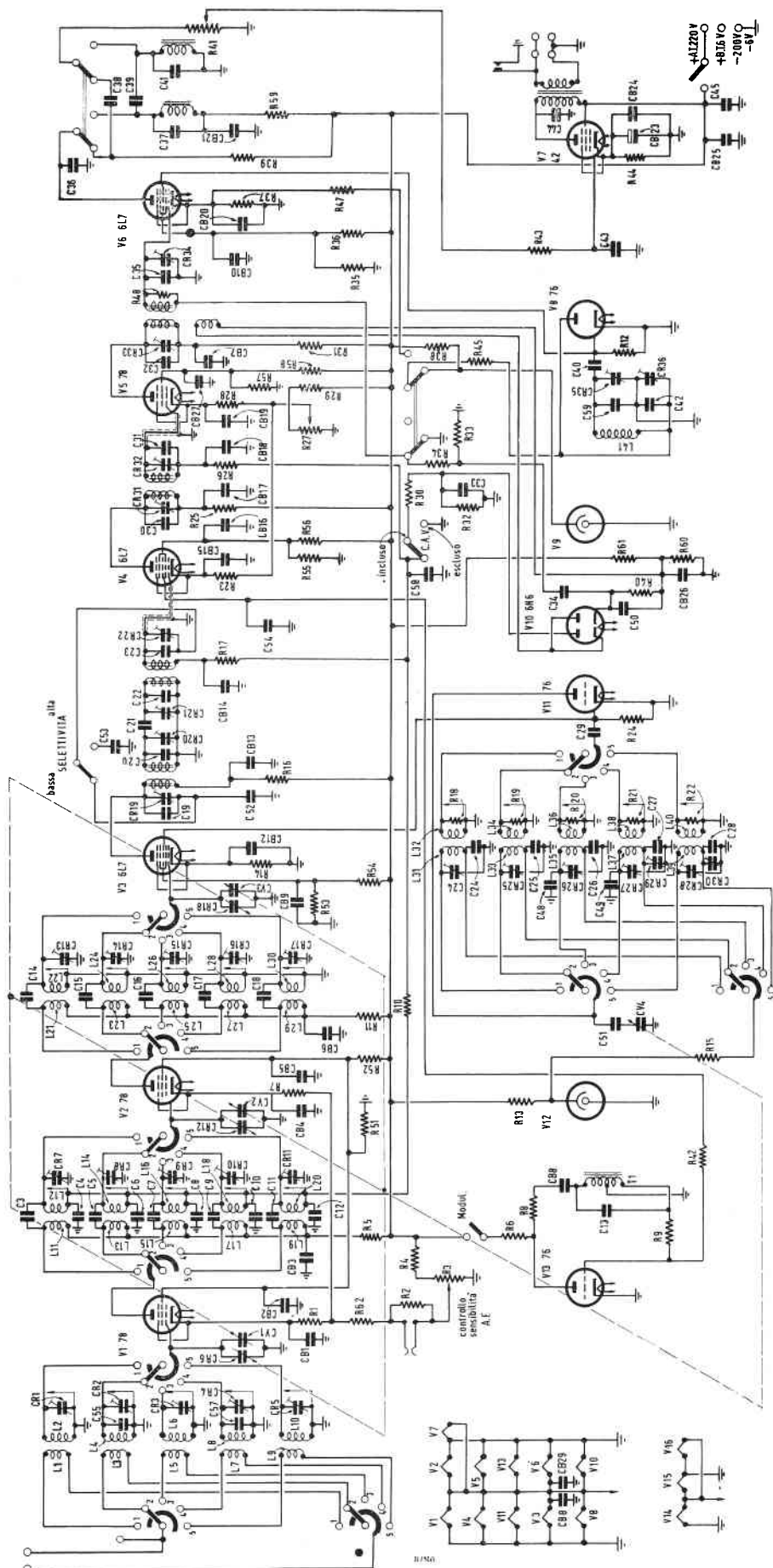
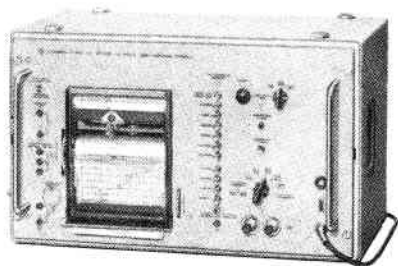
Apparecchi del surplus italiano - Ricevitore Safar - Tipo 1150 M.

0278 – ***Richiedenti diversi.***

Il ricevitore Safar tipo 1150M, i primi esemplari del quale furono costruiti nel 1937, fu abbastanza usato durante il periodo bellico e ciò spiega come molti di essi siano ancora in circolazione presso i radio amatori. Esso è adatto alla ricezione delle gamme radiofoniche e radiotelegrafiche comprese fra i 4000 ed i 21.000 kHz (75÷14 metri circa). Qualche esemplare di tipo simile è in circolazione con sigle diverse. I tubi usati sono 11 piú due stabilizzatori; 2 tubi del tipo 78 fungono da amplificatori a RF; 1 tubo 6L7 da mescolatore; 1 tubo 76 da oscillatore radio-frequenza; 1 tubo 76 da oscillatore media frequenza; 1 tubo 76 da oscillatore a BF; 1 tubo 6L7 da amplificatore modulatore a BF; 1 tubo 78 da amplificatore di media frequenza; 1 tubo 6L7 da mescolatore di media frequenza; 1 tubo 6H6 da rivelatore; 1 tubo finale tipo 42. Il valore della media frequenza è di 600 kHz. Nel circuito di bassa frequenza può essere inserito un filtro accordato su 1500 Hz il quale ha il compito di attenuare le frequenze inteferenti. Ciò permette, durante la ricezione radiotelegrafica di onde persistenti, di aumentare la selettività del ricevitore e di aumentare notevolmente il rapporto segnale/disturbo.

Il ricevitore è montato su di un telaio di silumin ottenuto per fusione. Il tamburo di lettura è tarato in megahertz. La sintonia di precisione si ottiene usando la graduazione da 0 a 27 (ultima a destra del quadrante), ad ogni grado della quale corrispondono 100 gradi di rotazione della manopola di comando. In tali condizioni la rotazione utile del tamburo di sintonia risulta suddivisa in 2700 parti.

In figura 1 riportiamo lo schema completo di tale ricevitore. Purtroppo non disponiamo della tabella relativa i valori dei componenti, valori che del resto possono essere facilmente ricavati dall'apparecchio essendo per la maggior parte indicati nei singoli componen-

ti stessi. La tensione di accensione è di 6 V e 3,4 A la corrente. L'alimentazione anodica, che si può ottenere con uno dei soliti alimentatori facenti uso di una 5Y3 od altra valvola similare, deve essere di 250 V e 80 mA. Tutti i comandi del ricevitore sono posti su di un pannello frontale. Ad ognuno di essi corrisponde una dicitura che ne indica la funzione.

(*P. Soati*)

Registratore per correnti vaganti.

0279 – ***Sig. A. Ferri – Firenze.***

Apparecchi adattabili alla registrazione delle correnti vaganti in commercio ne esistono parecchi: le difficoltà che possono sorgere per il loro impiego ritengo siano più di ordine pratico che di ordine tecnico. Infatti un apparecchio molto sensibile e adatto ad eseguire delle registrazioni in intervalli di tempi molto ridotti generalmente è piuttosto costoso. Ad ogni modo, procedendo con ordine, sull'argomento posso dirle quanto segue:

1°) In Italia la C.G.S. con sede a Monza, costruisce dei buoni registratori nei quali è riuscita a superare alcune delle difficoltà da Lei segnalate, usando per la registrazione della carta metallizzata. Con tale tipo di carta la penna per l'inchiostro viene sostituita da un sottilissimo elettrodo scrivente il quale è disposto sul braccio dell'equipaggio mobile dello strumento. Detto elettrodo appoggia leggermente sul diagramma di registrazione e la pressione di contatto risulta molto più ridotta rispetto a quella dei sistemi convenzionali. Il diagramma di registrazione si ottiene su della carta ricoperta da uno strato metallico molto sottile, a basso punto di fusione, ottenuto a mezzo di evaporizzazione sotto vuoto. La penna elettrica nel suo movimento brucia lo strato metallizzato della carta, lasciando una traccia ben visibile. Le consiglio perciò di richiedere il catalogo a tale Ditta, anche per accertarsi che la stessa possa fornire dei registratori aventi una velocità di svolgimento della carta sufficiente ai suoi scopi.

Fig. 1/0279

2°) Un ottimo strumento particolarmente adatto allo scopo è l'*enograph* — Type ZSG BN 18531 — costruito dalla Rohde & Schwarz di Monaco rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. O. Roje, Via Tasso 7, Milano. Tale apparecchio permette la registrazione di tensioni comprese fra 0 e 300 V in diverse sottogamme comprese, da 0 a 3/10/30/100/300 V. La registrazione può essere eseguita a piacere con zero al centro, a destra o a sinistra. Le velocità di registrazione possono essere 10 e cioè: 20 mm/ora, 1-2-5-10-20 mm/minuto, oppure 1-2-5-10 mm/secondo (fig. 1). Naturalmente per maggiori precisazioni le consiglio di rivolgersi alla Ditta in questione.

3°) Anche la Ditta Ing. S. & Dr. Guido Belotti, P. Trento 8, Milano, rappresentante di numerose case americane dispone di ottimi registratori. Per esempio l'amplificatore cc. in unione all'elettrometro con registratore, che formano il complesso 1230 AE della General Radio Company, permettono la registrazione di tensioni comprese fra 30 mV ed i 10 V. Quindi le consiglio di rivolgersi anche a questa casa, dalla quale riceverà senz'altro notizie particolarmente precise riguardo al problema che le sta a cuore.

Altre informazioni potrà richiedere pure alla Ditta AESSE, Apparecchi e Strumenti Scientifici, Piazza Erculea, 9 Milano.

Comunque resto a sua disposizione per ulteriori schiarimenti.

(*P. Soati*)

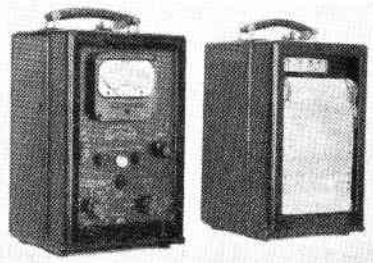



Fig. 2/0279

Adattamento alla Ricezione dei canali per «UHF» del ricevitore per televisione C.G.E. 5460 e relativo schema.

0280 – ***Sig. D. Chiaggio – N. Grumo.***

La ricezione del secondo canale con il televisore CGE 5460 è possibile anche con l'uso di un convertitore esterno ad alimentazione indipendente — in tal caso, naturalmente, non occorre apportare al televisore stesso alcuna modifica, salvo la commutazione per il canale VHF corrispondente all'uscita del convertitore.

Però, in considerazione del fatto che tale televisore è già predisposto per accogliere un sintonizzatore UHF e a tale scopo dispone anche delle relative prese sia per la tensione anodica che per la tensione di accensione, è senz'altro consigliabile attenersi a quest'ultima soluzione, tanto più che la CGE fornisce i sintonizzatori adatti.

Lo schema del televisore CGE 5460 è stato pubblicato nel volume 9 dello SCHEMARIO TV edito dalla Editrice Il Rostro, uscito nel 1960, ed il cui costo è di lire 2500. Dietro pagamento di tale importo, oppure, a sua richiesta, contro assegno, potremo spedirle senz'altro il volume in questione.

(*P. Soati*)

Dati relativi l'apparecchio del surplus - ARB.

0281

Elenchiamo i dati relativi il ricevitore del surplus americano ARB il cui schema, privo di tali dati, è stato pubblicato nel n° 8, agosto 1961, di *l'antenna*.

C_{101} = 180 pF; C_{102} = 180 pF; C_{103} = 68 pF; C_{116} = 182 pF; C_{109} = 7-47 pF; C_{170} = 02 μF; C_{180ABC} = 16-536 pF; $C_{156A,BC}$ = 01 μF; C_{173} = 001 μF; C_{175} = 10 μF; C_{171} = C_{172} = 02 μF; C_{113} = 7-47 pF; C_{121} = 7-47 pF; C_{126} = 470 pF; C_{127} = 01 μF; C_{137} = 24 pF; C_{133} = 3-25 pF; C_{139} = 25 pF; C_{140} = 22 pF; C_{174} = 02 μF; C_{184} = 470 pF; C_{152} = 05 μF; C_{186} = 02 μF; C_{143} = 33 pF; C_{144} = 22 pF; C_{181} = 10 pF; C_{159ABC} = 01 μF; C_{187} = 02 μF; C_{190} = 180 pF; C_{147} = 33 pF; C_{151} = 330 pF; C_{176} = 02 μF; C_{148} = 33 pF; C_{162} = 330 pF; C_{154} = 750 pF; C_{153} = 470 pF; C_{186} = 470 pF; C_{163B} = 1 μF; C_{163A} = 2 μF; C_{178} = 01 μF; C_{185} = 180 pF; C_{167B} = 15 μF; C_{179} = 001 μF; C_{166} = 001 μF; C_{163C} = 1,75 μF; C_{177} = 02 μF; C_{167C} = 5 μF; C_{189} = 3000 μF; C_{175} = 10 μF; C_{130} = 900 pF; C_{180D} = 17-546 pF.

R_{101} = 1000 Ω; R_{135} = 470.000 Ω; R_{111} = 1000 Ω; R_{121} = 15.000 Ω; R_{125} = 35.000 Ω; R_{127} = 1000 Ω; R_{103} = 10 MΩ; R_{136} = 88 Ω; R_{122} = 82.000 Ω; R_{104} = 86.000 Ω; R_{138} = 15.000 Ω; RI_{09} = 39.000 Ω; R_{108} = 39.000 Ω; R_{128} = 68 Ω; R_{209} = 6800 Ω; R_{208} = 2700 Ω; R_{135} = 68 Ω; R_{201A} = 20.000 Ω; R_{106} = 1,5 MΩ; R_{110} = 100 Ω; R_{201A} = 20.000 Ω; R_{207} = 3900 Ω; R_{206} = 8200 Ω; R_{201B} = 180.000 Ω; R_{201} = 1200 Ω; R_{201C} = 15.000 Ω; R_{124} = 47.000 Ω; R_{112} = 220 Ω; R_{102} = 820 Ω; R_{205} = 560 Ω; R_{126} = 39.000 Ω; R_{129} = 1000 Ω; R_{113} = 47.000 Ω; R_{117} = 47.000 Ω; R_{114} = 1,5 MΩ; R_{115} = 470.000 Ω; R_{137} = 5600 Ω ; R_{123} = 100.000 Ω; R_{116} = 27.000 Ω; R_{119} = 10.000 Ω; R_{120} = = 10.000 Ω; R_{130} = 470.000 Ω; R_{131} = 1000 Ω.

(*P. Soati*)

Schemi del surplus: il frequenziometro BC221 (SCR-211)

0282 – ***Sig. R. Bonaiuti – Prato e richiedenti precedenti.***

Il BC221 fa parte del complesso SCR211 del quale se ne conoscono numerose serie contraddistinte dalle lettere *A*, *B*, *C*, *D*, *E*,

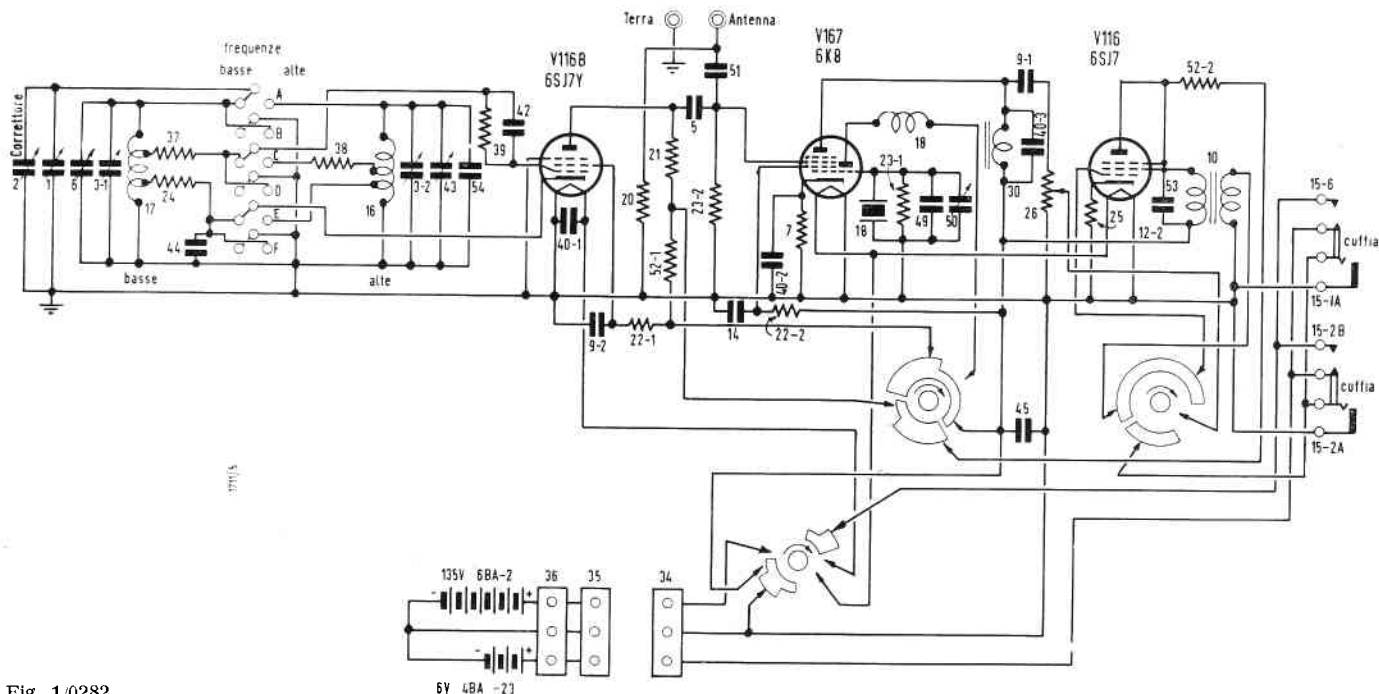



Fig. 1/0282

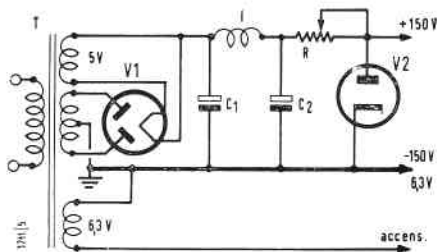



Fig. 2/0282

Il secondo canale di televisione

(segue da pag. 481)

ma si annuncia molto variato ed interessante e forse, almeno all'inizio, come composizione ed attrattive, decisamente superiore all'attuale « standard » del 1° programma.

Comunque, fra qualche mese, normalizzata la situazione della carenza di attrezzature per le ricezioni in U.H.F. ed avviato con scioltezza il ritmo di produzione dei due programmi TV, col forte contributo ***delle video*** *registrazioni su nastro* ***magnetico,*** *potremo ritornare su* ***quest'argomento che*** *costituisce indubbiamente* ***una svolta*** *decisiva nel vasto ed* ***importante*** *settore nazionale della* ***Radio-TV****. A*

F, J, K, L, M, N, O, P, Q, R, T, AA, AC, AE, AF, AG, AH, AJ, AK, AL ecc. Esse sono molto simili fra loro per quanto il valore dei vari componenti sia talvolta alquanto diverso. Nei tipi BC221C e BC221D si fa uso di tubi del tipo 77, 6A7, e 76 mentre nei tipi più recenti sono usati le corrispondenti VT dei tubi 6SJ7, 6K8, Altre piccole differenze si possono notare nella disposizione dei comandi ed in altri particolari di secondaria importanza. Per l'uso dell'apparecchio occorre seguire le istruzioni riportate nel libro di taratura MC-177 che accompagna ogni esemplare e del quale certamente dovrebbe essere in possesso.

Lo schema di figura 1 si riferisce ad uno dei tipi di BC221 più diffuso in Italia. I valori dei vari componenti, seguendo la numerazione dello schema sono i seguenti: 1 = 170 pF; 2 = 3 pF; 3-1 e 3-2 = 10 pF; 5 = 10 pF; 6 = 7 pF 7 = 150 Ω; 9-1 e 9-2 = 0.02 μF; 10 = trasformatore di uscita; 14 = 0,7 μF; 15-1A = 15 2A = presa per cuffie; 15-1B = interruttore filamenti; 16 = 35 μH; 17 = 9,2 mH; 18 = 1 mH; 19 = cristallo; 20 = 5.000 Ω; 21 = 50.000 Ω; 22-1 e 22-2 = 10.000 Ω; 23-2 e 23-1 = 1 MΩ; 24 = 4.000 Ω; 25 = 1.000 Ω; 26 = 0,5 MΩ; 27, 28, 29 = commutatori; 30 = 150 H; 37 = 8200 Ω 38 = 100 Ω; 39 = 150.000 Ω; 40-1, 2, 3 = 0.001 μF; 42 = 100 pF; 43 = 7 pF; 44 = 50 pF; 45 = 0,25 μF; 49 = 6 pF; 50 = 12 pF; 51 = 25 pF; 52-1, 2 = 18.000 Ω; 53 = 0.002 μF; 54 = 4 pF.

Prossimamente riporteremo lo schema di alcuni degli altri tipi di BC221 le cui caratteristiche differenziano notevolmente da quelle relative il circuito di cui sopra.

In fig. 2 si riporta lo schema di un alimentatore adatto per alimentare il BC221 tramite la rete. La valvola V_1 è una comune 5Y3 mentre V_2 è la VR-150. Il trasformatore da usarsi sarà del tipo universale con secondari adatti all'accensione della raddrizzatrice a 5 V e per l'accensione dei filamenti delle valvole del BC a 6,3 V. Il valore degli altri componenti è il seguente: C_1 = 10 μF elettrolitico 500 V, C_2 = 20 μF elettrolitico 500 V; I = impedenza 10 H 40 mA; R = 7,5 Ω regolabile, 5 W.

Il BC221 permette il controllo delle frequenze sulla gamma compresa fra i 125 ed i 10.000 kHz. suddivise in due gamme. Il circuito è costituito da un oscillatore a frequenza variabile e da un altro oscillatore controllato a cristallo il quale permette la taratura, su numerosi punti, dal primo oscillatore.

L'ondametro è calibrato in due gamme rispettivamente da 125 a 250 kHz, e da 2000 a 4000 kHz. Usando la 2ª, la 4ª a la 8ª armonica si può controllare qualsiasi frequenza compresa fra i 150-2000 kHz mediante la prima gamma. Con la seconda gamma, ed usando la 2ª la 4ª e la 5ª armonica, si può ottenere qualsiasi frequenza della gamma da 4000 a 20.000 kHz. L'oscillatore a cristallo ha la frequenza di 1000 kHz.

Numerose sono le operazioni ed i controlli che si possono eseguire con un tale prezioso apparecchio ed il descriverli dettagliatamente ruberebbe uno spazio eccessivo alla rivista. Generalmente il BC221 viene adoperato per misurare approssimativamente una data frequenza, per misurare la frequenza di un trasmettitore vicino, per regolare un trasmettitore su una data frequenza, per misurare la frequenza sulla quale è sintonizzato un ricevitore, per regolare un ricevitore sulla frequenza desiderata, per usare direttamente la frequenza del cristallo, per misurare la frequenza di un segnale radio qualsiasi, ecc. Nel caso più lettori ci scrivano per avere notizie dettagliate sull'uso di tale prezioso strumento vedremo di trattare l'argomento magari suddividendolo in più puntate. Per adesso ci limitiamo a segnalare le operazioni che occorre eseguire per accertarsi che il complesso funzioni egregiamente. In primo luogo occorre portare il comando sulla posizione CRYSTAL. In condizione perfette il complesso irradia la frequenza del cristallo,

cioè 1000 kHz, che dovrà essere ricevuta distintamente su di un ricevitore ad onda media sintonizzato su tale frequenza.
Un controllo similare si può eseguire sul circuito oscillatore portando il comando su posizione OPERATE. Queste due operazioni servono a stabilire che questi due circuiti siano in condizioni perfette ed in caso di anomalia permettono di stabilire che il guasto ha la sua sede nell'amplificatore di bassa frequenza.

(*P. Soati*)

Trasmettitori per radioamatori adatti per funzionare sulla gamma dei 3,5 7 e 14 MHz.

0283 - *M. Busiello - Brescia.*

L'apparecchio di cui allo schema di figura 1 può essere usato tanto come trasmettitore nelle bande dei 3, 5, 7 e 14 MHz, con una potenza di uscita dell'ordine dei 40 W, quanto come VFO sufficiente a pilotare un amplificatore finale avente un uscita di circa 500 W.
Si tratta di un classico circuito Colpit il cui oscillatore si vale di un tubo 6L6 e l'amplificatore duplicatore, che funge in classe *C*, di un tubo 807. Qualora il complesso sia usato per la banda dei 3,5 MHz l'oscillatore dovrà essere sintonizzato su 1,75 MHz mentre i circuiti costituiti da « C8L2 » e « C14L3 » dovranno essere sintonizzati entrambi su 3.5 MHz. Desiderando lavorare sui 7 MHz l'oscillatore sarà predisposto su 3,5 MHz e gli altri due circuiti su 7 MHz. Infine per ottenere un uscita su 14 MHz l'oscillatore sarà sintonizzato su 3,5 MHz, il circuito C8L2 su 7 MHz ed il circuito C14L3 su 14 MHz.
Il modulatore sarà inserito nel circuito anodico del tubo 807. Ecco il valore delle bobine. L_1 = per 3,5 MHz in uscita = 21 spire filo smaltato del n° 20. per uscita su 7 e 14 MHz = 16 spire filo smaltato n° 16. L_2 = per uscita su 3,5 MHz = 38 spire filo smaltato n° 20, per uscita su 7 e 14 MHz = 20 spire filo smaltato n° 16. L3 = per 3,5 MHz = 44 spire filo smaltato n° 20, per 7 MHz = 23 spire filo smaltato n° 20, per 14 MHz = 11 spire filo smaltato n° 16.
Tutte le bobine dovranno avere un diametro di 30 millimetri e saranno avvolte su di una lunghezza di 36 millimetri.
Segue il valore degli altri componenti: C_1, C_4 = 500 pF coeff. temperatura zero, ceramico: C_2 = 150 pF variabile; C_3 = 150 pF ceramico coeff. temp. zero; C_5 = 250 pF ceramico coeff. temp. zero; C_6 = 0,01 μF 600 V mica; C_7 = 0,002 μF 1500 V mica; C_8 = 75 pF variabile; C_9 = 100 pF 1500 V mica: C_{10}, C_{11} = 0,01 μF carta; C_{12} = 0,005 μF 600 V mica; C_{13} = 0,005 μF 1250 V mica; C_{14} = 50 pF variabile; R_1 = 50.000 Ω 2W; R_2 = 7000 Ω 2 W; R_3 = 700 Ω 10 W, R_4 = 20.000 Ω 10 W; R_5 = 50 Ω 1 W non induttiva; R_6 = 50 Ω, 5W, non induttiva; RFC1 = 2,5 mH a RF; RFC2 = 10 mH RF; RFC3 = 19 spire di filo smaltato n° 22 avvolto su di una resistenza da 1 MΩ 1 W.
In figura 2 invece è rappresentato lo schema di un trasmettitore per 3 bande a cristallo e adattato per l'uso del VFO, avente una potenza di uscita di circa 60 W. La valvola oscillatrice in tri-tet è una comune 6V6 mentre la finale è la solita 807, già in suo possesso. Come raddrizzatrice è stata usata la valvola 5R4GY la quale naturalmente può essere sostituita da altra similare. I tubi regolatori sono rispettivamente VR-150 e VR-105.
Valore dei vari componenti: C_1 = C_8 = 100 pF mica; C_x = 100 pF mica (da usarsi con cristallo a 3,5 MHz) cioè in parallelo ad L_1 per 3,5 MHz). C_2 = 50 pF variabile; C_z = 22 pF mica (in parallelo a L_2 per i 3,5 MHz). C_3 C_4 = 150 pF variabile; C_5, C_6, C_9 = 0,01 μF carta; C_7, C_{10} = 0,001 μF mica; C_{11}, C_{12} = 4 μF 1500 V carta; R_1 = 220 Ω 1 W; R_2 = 47.000 ½ Ω W; R_3 = 40.000 5W; R_4 = 100 mA shunt per strumento; R_5 = 15.000 Ω 1W; R_6 = 47 Ω ½ W; R_7 = 47 Ω 1 W; R_8 = 200 mA shunt per strumento; R_9 = 50.000 Ω 25 W; R_{10} = 10.000 Ω 25 W;
L_1 — oscillatore catodico — 1A (cristallo 3,5 MHz) 14 spire filo n° 22 diametro 25 mm. lunghezza 22 mm. Con C_x in parallelo. 1B = (cristallo 7 MHz) 10 spire filo 22 come sopra.
L_2 — circuito di placca — 2A (3,5 MHz) 80 spire n° 26 diametro 12 mm a spire compatte con C_z in parallelo. 2B = (7 MHz) 40 spire n° 24 diametro 12 mm a spire compatte. 2C (14 MHz) 25 spire n° 18 diametro 12 mm. su di una lunghezza di 30 mm.
L_3 — Amplificatore di placca — 3A (3,5 MHz) 24 spire 35 mm di diametro su di una lunghezza di 40 mm. Link di 3 spire (lato freddo). 2B (7MHz) 18 spire 25 mm. di diametro su una lunghezza di 40 mm. 3 C = (14 MHz) 12 spire come sopra. Link per le ultime due bobine: 2 spire.
L_4 = bobina di antenna — 4A (3,5 MHz) 30 spire 40 mm di diametro su una lunghezza di 50 mm. Link a tre spire dal centro. 4B (7MHz) = 24 spire 40 mm di diametro 55 mm di lunghezza. Link a tre spire dal centro. 4C = (14 MHz) 14 spire 40 mm. di diametro lunghezza 52 mm. Link a tre spire dal centro.
L_5 = 6 H, 175 mA; MA = milliamperometro 0-10 mA; RFC1 = 2,5 MH impedenza RF; RFC2 = 11 spire filo n° 20 diametro 7 mm lunghezza 20 mm. S_1 = commutatore ceramico. S_2 = commutatore; S_3 = commutatore due sezioni tre posizioni; T_1 = trasformatore tipo universale 500 V per ogni sezione 200 mA. 5 V 3 A. T_2 = trasformatore accensione 6,3 V 3A.
Al jack J_1 fa capo il tasto, ma naturalmente mediante l'uso di un buon modulatore il complesso può essere usato come ottimo complesso anche in fonia.

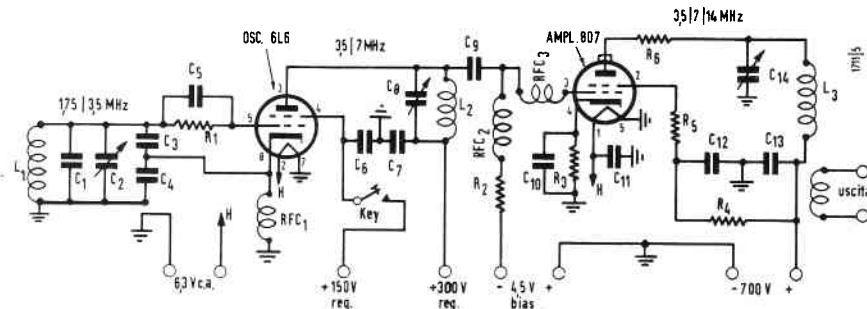
(*P. Soati*)

Cristallo MHz	Frequenza uscita MHz	L1	L2	L3	L4
3,5	3,5	1A	2A	3A	4A
3,5	7	1A	2B	3B	4B
7	7	1B	2B	3B	4B
7	14	1B	2C	3C	4C

Fig. 1/0283

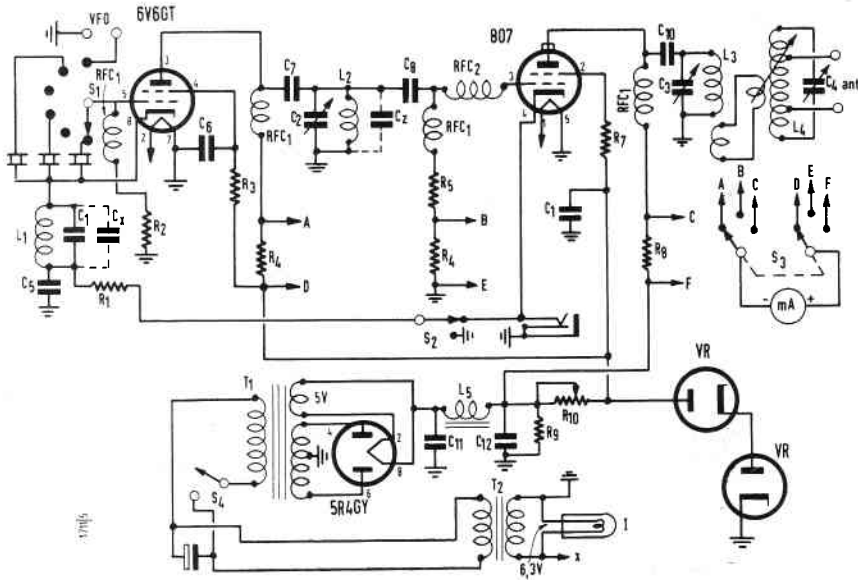
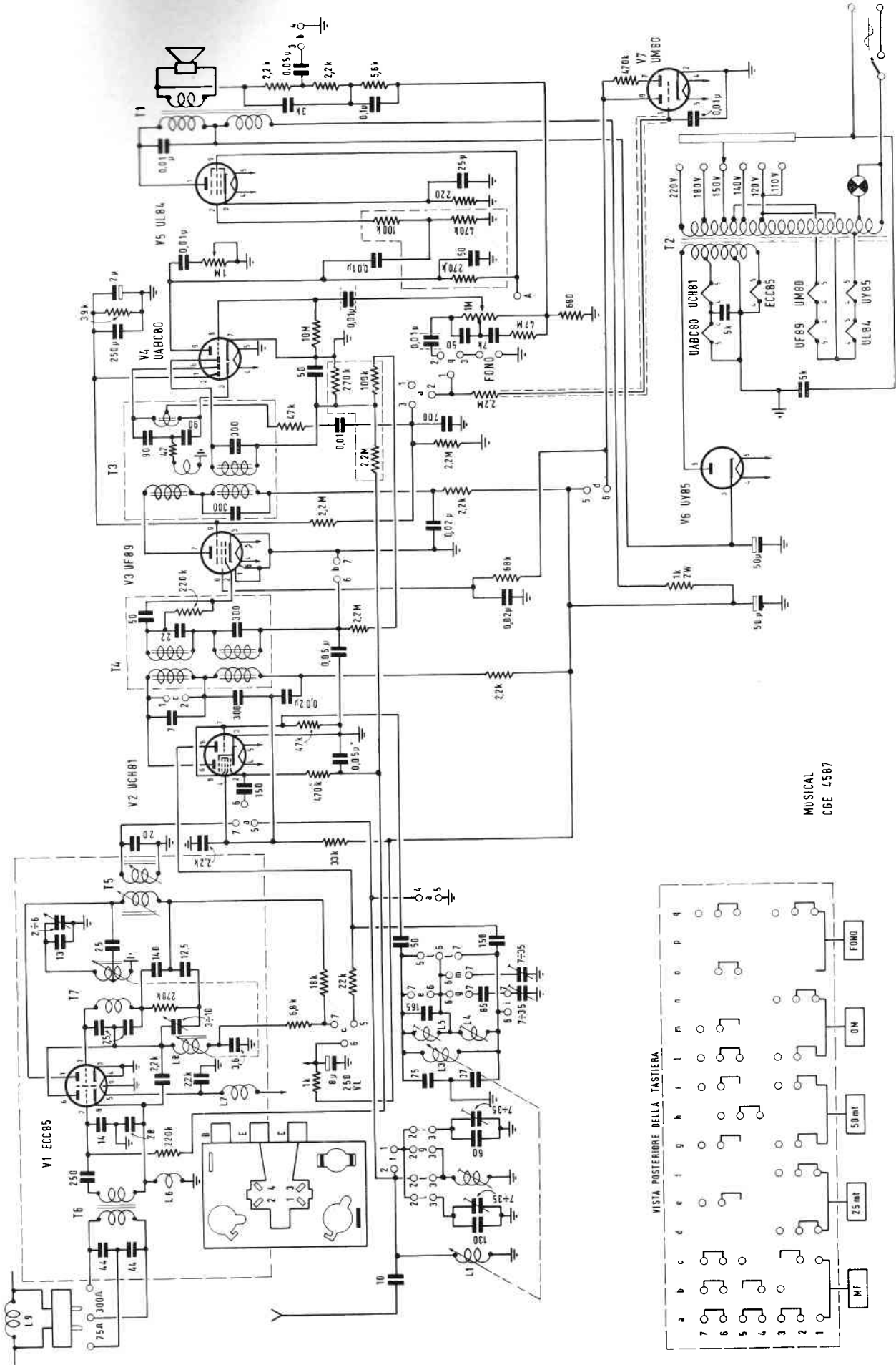
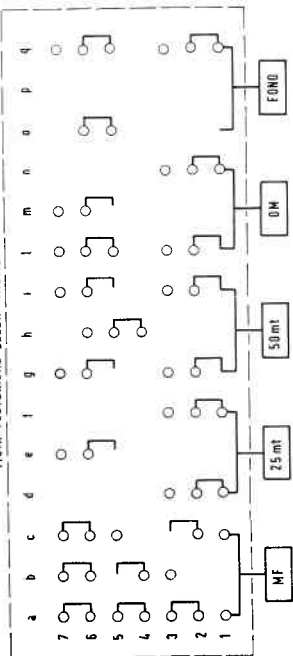
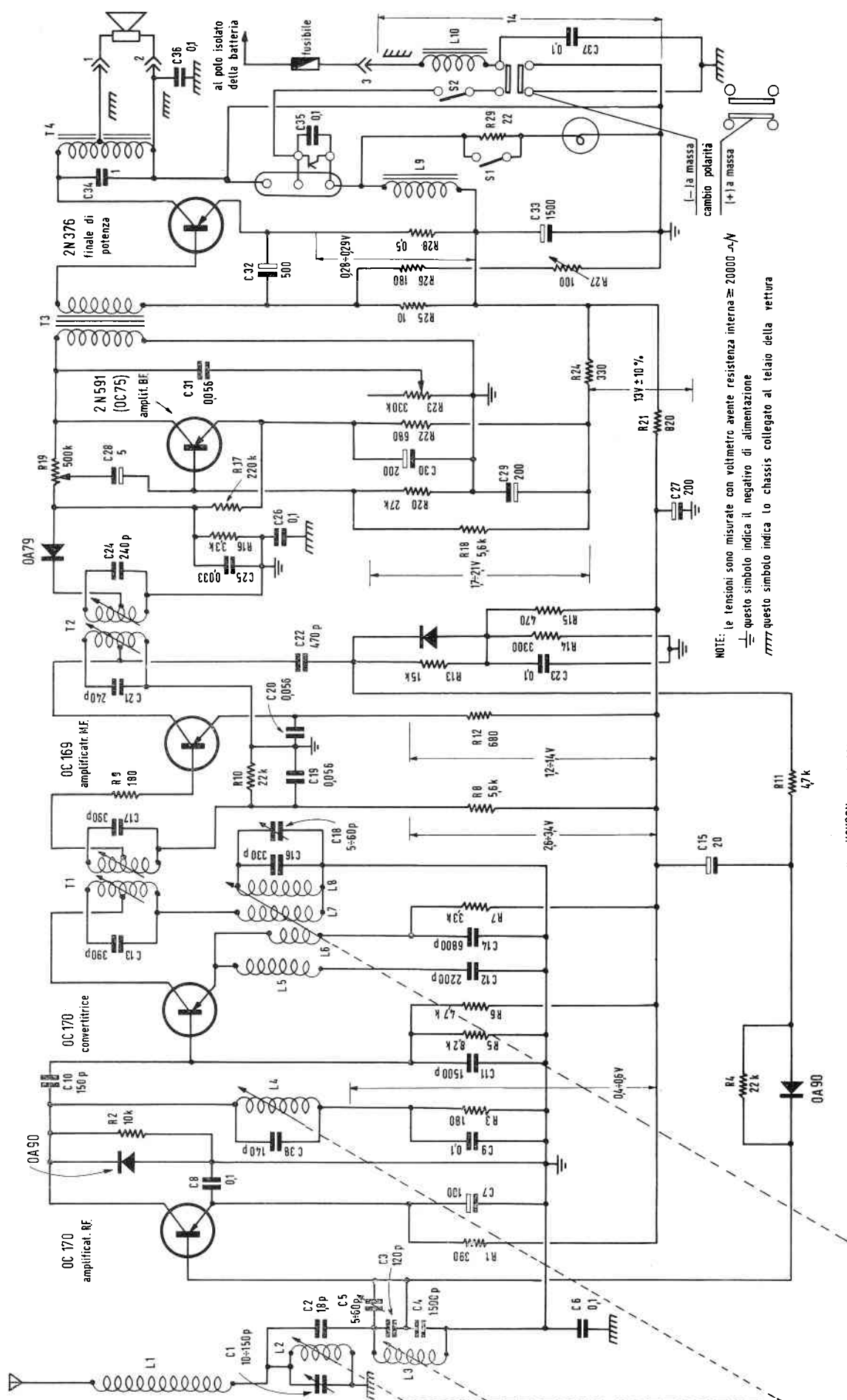
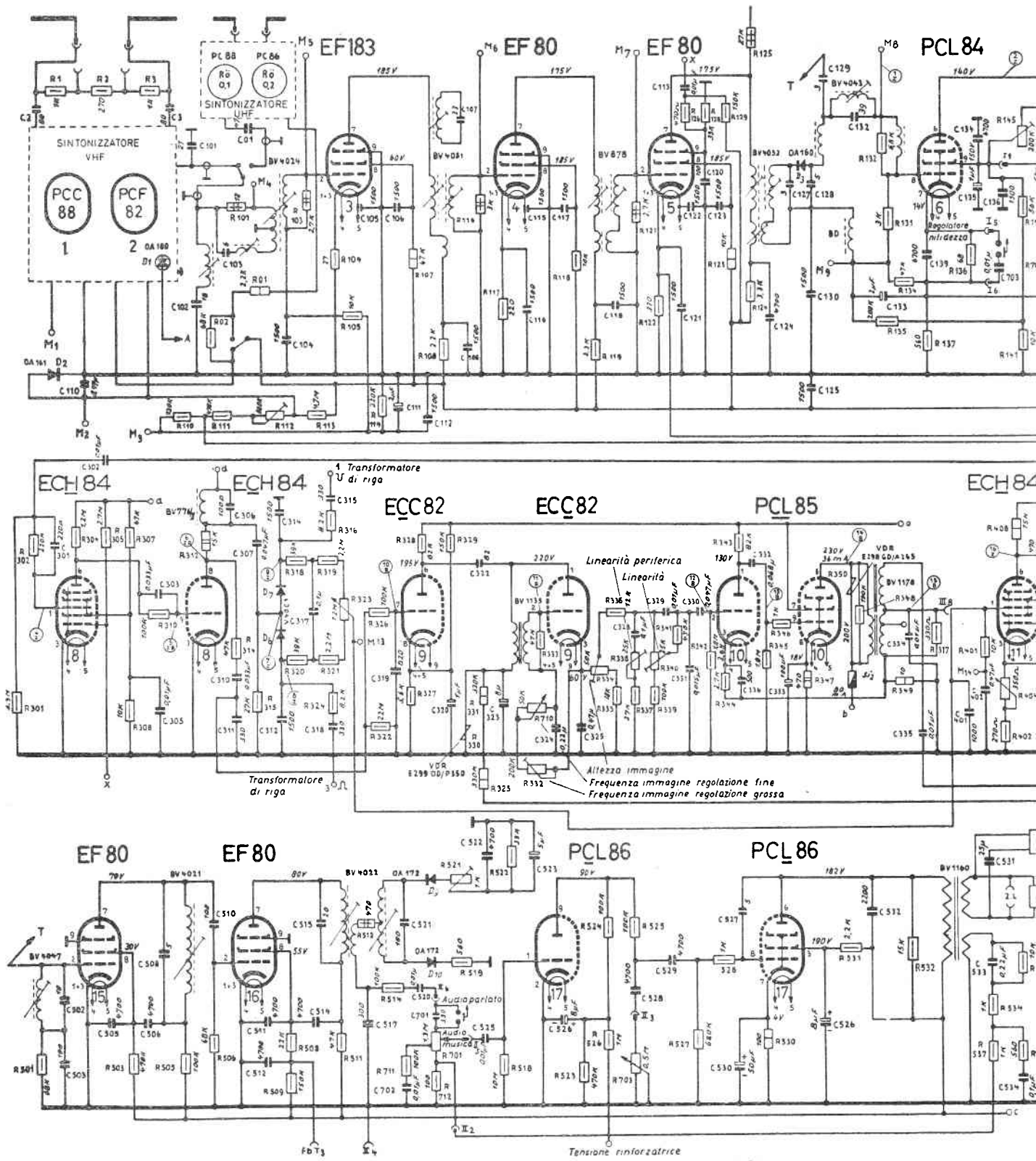
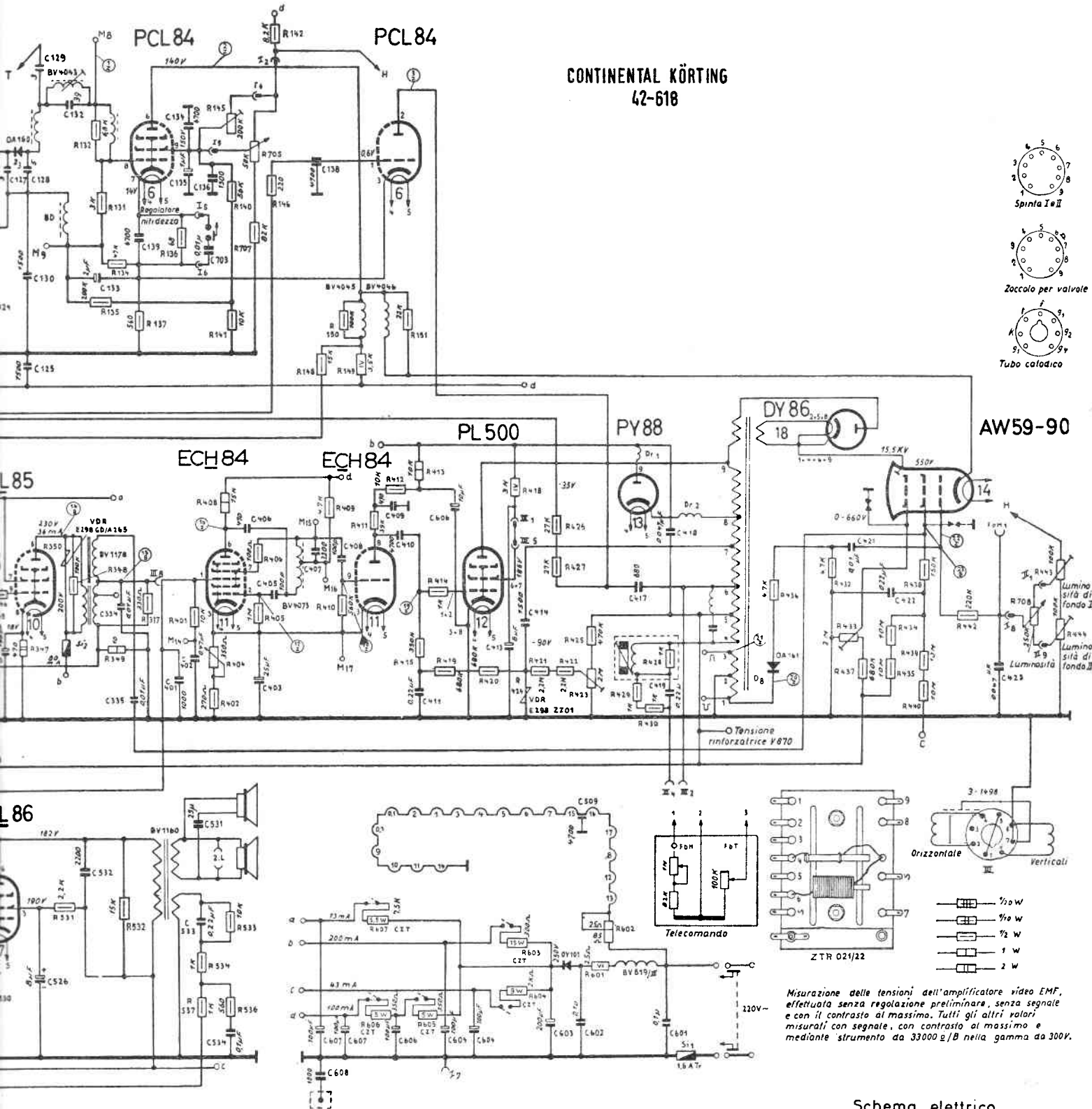
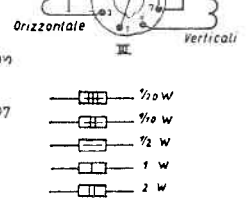
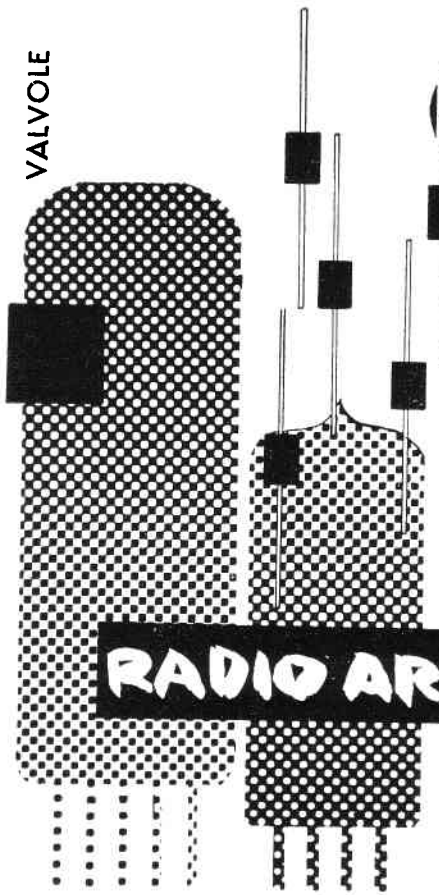



Fig. 2/0283

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM, CGE, mod. 4587 Musical

Schema elettrico dell'autoradio Voxson, mod. 801

Schema elettrico del ricevitore TV - CONTINENTAL - KÖRTING, mod. 42 - 618

Schema elettrico

STUDIO PELLEGRI

TRANSISTORI

SCONTI ECCEZIONALI

TUBI TV

RADIO ARGENTINA

RICHIEDERE OFFERTA

ROMA

VIA TORRE ARGENTINA, 47

TEL. 565.989 - 569.998

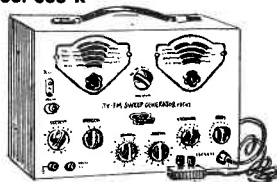
PHILIPS TELEFUNKEN FIVRE A.T.E.S. R.C.A.

R.C.A. SILVANIA DUMONT

ELECTRONIC INSTRUMENT CO. - NEW YORK

Mod. 460 K

Mod. 232 K

Mod. 368 K

Mod. 324 K

30 TIPI DI STRUMENTI, MONTATI O IN SCATOLA DI MONTAGGIO, TRA CUI ALCUNI NUOVISSIMI, PER LE PIÙ VARIE MISURAZIONI E CONTROLLI - RADIO - TV - TELEGRAFIA, ecc.

Bluffton - Ohio U.S.A.

ANALIZZATORI UNIVERSALI E VOLTMETRI ELETTRONICI DI ALTA QUALITÀ

Mod. 631

Mod. 650

Mod. 310 (TASCABILE)

Mod. 630 A

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc., rivolgersi a:

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 *Tel. 870410 - 893465*

MILANO - Via A. Da Recanate, 4 *Tel. 278855*

Suval
di G. Gamba & C.
COMPONENTI PER RADIO TELEVISIONE ELETTRONICA
RADIO TELEVISION AND ELECTRONIC COMPONENTS

"Iparapido"
Leggeri ...
Perfetti !
Saldatori istantanei
Dott. Ing. PAOLO AITA
Corso S. Maurizio 65 - TORINO - Telef. 82.344
FABBRICA MATERIALI E APPARECCHI PER L'ELETTRICITÀ

"No Noise"
Volume Control
and
Contact Restorer
SHAKE BEFORE USING

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

REGISTRATORI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOCHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 -
Tel. 573.891 - 573.892

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
el. 872.870 - 896.926 - 898.871

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA - Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770
Amplificatori

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE - Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI -
S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

STARET - Milano
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

RAPPRESENTANZE ESTERE

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CELADA - Milano
Viale Tunisia, 4 - Tel. 278.069

CIFTE - Milano
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 -
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - **Torino**
Cinescopi, transistori, valvole

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via General Fara, 39 -
Tel. 667.068 - 667.832
AVO - N.S.F. - Sennheiser -
Neuberger, ecc.

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano

Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r - Telefono 83.465

Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**

Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791
Rappr. RCA

SIPREL - Milano

Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

---

T. P. A. - Milano
Via Zuretti, 52 - Tel. 674.927
Registratori

VIANELLO - Milano

Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081

Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.

Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

CANDIANI Ing. E. - Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Piazza Erculea, 9
Tel. 896.334 - 891.896

BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

E S T

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Via Fol, 14
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano

Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano

Via Savona, 97 - Tel. 470.054

SIAE - Milano

Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

TES - Milano

Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano

Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507

Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

---

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF - Milano

Via Volta, 9 - Tel. 666.056

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA - Milano

Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano

Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

ALIMENTATORE in alterna per SONY ed altri tipi di ricevitori fino ad 8 transistors a 9 V. Elimina la batteria e riduce a zero il costo d'esercizio. Cambio tensioni per 125, 160 e 220 V. Munito di interruttore e lampada spia. Contro rimessa anticipata L. 1.980; contrassegno L. 2.100.

MICRON TV - Industria 65 - ASTI

MOLINARI ALESSANDRO - Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma

Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S.p.A. - S.G.S. - Agrate - Milano
Via C. Olivetti, 1 - Tel. 65.341/4
Uff. di Milano: Via C. Poma, 61
Tel. 723.977 - 730.874

Semiconduttori professionali - diodi - transistori e raddrizzatori al germanio e al silicio.

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Dezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO - Milano

Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano

Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano

Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano

Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano

Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MINERVA - Milano

Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

---

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

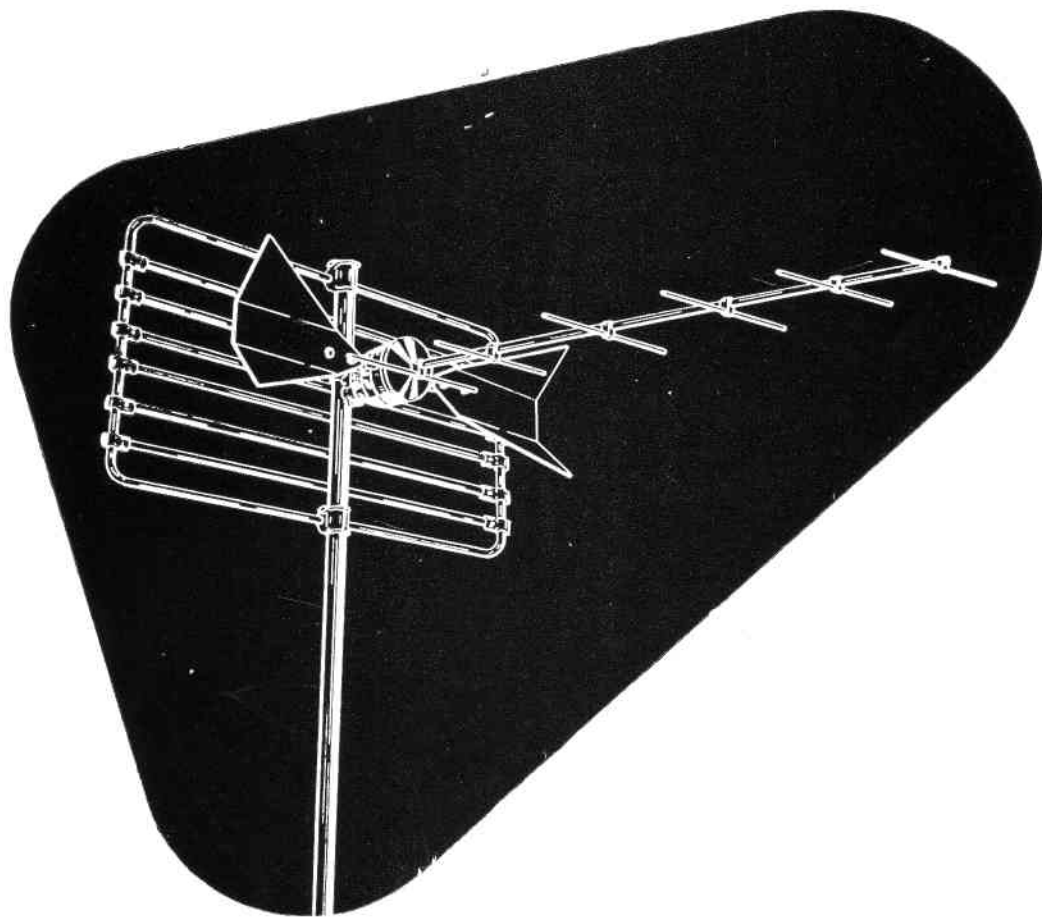
SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

T. P. A. - Milano
Via Zuretti, 52 - 674.927
Televisori BELL TELEVISION

ULTRAVOX - Milano

Via G. Jan, 5 - Tel. 222.142 - 228.327

VEGA RADIO TELEVISIONE - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

HEATHKIT®
A SUBSIDIARY OF
DAYSTROM, INC.
TRANSISTOR TRANSCEIVER
CARATTERISTICHE
SEZIONE RICEVENTE
Tipo di ricevitore: A superreazione
Sensibilità: Impiegabile sino a 4 μV antenna
Gamma di sintonia: Fissa (con regolazione interna)
Uscita di BF: Circa 30 mV
Altoparlante: Circolare; 3,2 ohm. Esso viene impiegato come microfono in trasmissione
Regolazioni: Interruttore ACCESO - SPENTO e comando di volume posto frontalmente
SEZIONE TRASMITTENTE
Potenza fornita allo stadio d'uscita a RF: Circa 90 mV
Frequenza emessa: Controllata a quarzo -
Microfono: Elettrodinamico 3,2 Ω. E' costituito dall'altoparlante ricevente
Modulazione: Ad alto livello, di tipo AM con limitazione al 100%
Antenna: A frusta telescopica: da 15 cm a 1 m
Regolazioni: Comando a pressione per la trasmissione sito sul fianco del complesso
ALIMENTAZIONE
Batterie di pile: 9 Volt
Autonomia: 75 ore circa per servizio intermittente
Assorbimento totale in ricezione: 12 mA
Assorbimento totale in trasmissione: 22 mA
GENERALITA'
Transistori: 4
Dimensioni: Altezza 16,3 cm; larghezza 8,4 cm; profondità 5,9 cm
Peso netto: 900 grammi
MODELLO
GW - 30
OFF
VOL
HEATHKIT
Centinaia di applicazioni nello sport, nell'industria, nell'ambito famigliare • Massima maneggevolezza, notevole autonomia, minimo peso • Realizzazione complementare transistorizzata.
Organizzazione commerciale di vendita:
LARIR
MILANO
Piazza 5 Giornate, 1
Tel. 795762/3
Agenti esclusivi di vendita per
LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. FILC RADIO - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 376771
EMILIA - MARCHE: Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA - Via Azzogardino 2 - Tel. 26 33 59
VENETO: Ditta F. PITTON - PORDENONE - Via Cavallotti 12 - Tel. 2244